



ΠΑΝΕΠΙΣΤΗΜΙΟ ΠΕΙΡΑΙΩΣ
ΤΜΗΜΑ ΨΗΦΙΑΚΩΝ ΣΥΣΤΗΜΑΤΩΝ
ΠΡΟΓΡΑΜΜΑ ΜΕΤΑΠΤΥΧΙΑΚΩΝ ΣΠΟΥΔΩΝ
ΣΤΙΣ ΨΗΦΙΑΚΕΣ ΕΠΙΚΟΙΝΩΝΙΕΣ ΚΑΙ ΔΙΚΤΥΑ

Μεταπτυχιακή Διπλωματική Εργασία

**ΣΧΕΔΙΑΣΗ ΚΑΙ ΑΝΑΠΤΥΞΗ ΜΙΚΡΟΚΥΜΑΤΙΚΩΝ ΦΙΛΤΡΩΝ ΚΑΙ
ΣΤΟΙΧΕΙΟΚΕΡΑΙΩΝ ΓΙΑ ΤΗΛΕΠΙΚΟΙΝΩΝΙΑΚΕΣ ΚΑΙ ΙΑΤΡΙΚΕΣ
ΕΦΑΡΜΟΓΕΣ**

Σταμάτης Βασίλειος

Επιβλέπων: Κανάτας Αθανάσιος

Πειραιάς, 2012

ТАНЕЦЫ И ТЕАТР

ΠΕΡΙΛΗΨΗ

Σκοπός αυτής της εργασίας είναι η σχεδίαση και η προσομοίωση μέσω του προγράμματος ADS 2008 Update 2 μικροκυματικών στοιχειοκεραιών και φίλτρων διέλευσης ζώνης, και στη συνέχεια η κατασκευή δύο στοιχειοκεραιών και ενός φίλτρου. Η συχνότητα εκπομπής- λήψης των κεραιών είναι στα 2,4GHz όπως και η κεντρική συχνότητα του φίλτρου. Εκτός από τις τηλεπικοινωνιακές τους εφαρμογές, οι κεραιές μπορούν να τροποποιηθούν και να χρησιμοποιηθούν σαν αισθητήρες ενός ραδιόμετρου, σε μία εφαρμογή της μικροκυματικής θερμογραφίας, για τη παθητική ανίχνευση καρκινικών κυττάρων, με το φίλτρο να απορρίπτει τις ανεπιθύμητες συχνότητες.

Στο πρώτο κεφάλαιο παρουσιάζεται η δομή, τα βασικά χαρακτηριστικά και οι απώλειες των μικροταινιακών γραμμών. Στο δεύτερο κεφάλαιο δίνονται οι βασικές έννοιες των κεραιών, αναλύονται τα είδη τους και παρουσιάζονται οι μικροταινιακές κεραιές. Στη συνέχεια, στο τρίτο κεφάλαιο γίνεται η σχεδίαση και η προσομοίωση μικροταινιακών κεραιών με διαφορετικό αριθμό στοιχείων αλλά και διαφορετική διάταξη των στοιχείων. Στο τέταρτο κεφάλαιο παρουσιάζονται οι μετρήσεις της υλοποιημένης κεραιάς και οι διαφορές με τα θεωρητικά χαρακτηριστικά της. Στο πέμπτο κεφάλαιο γίνεται μία ανάλυση των μικροκυματικών φίλτρων και ακολουθεί η σχεδίαση, η προσομοίωση και παρουσιάζονται οι μετρήσεις του φίλτρου παράλληλων συζευκτών. Τέλος στο έκτο κεφάλαιο γίνεται ανάλυση των βασικών αρχών λειτουργίας της μικροκυματικής θερμογραφίας με τη χρήση ενός ραδιομέτρου

Λέξεις κλειδιά: Μικροκυματικά φίλτρα, Στοιχειοκεραίες, Ραδιόμετρο

ABSTRACT

The purpose of this Diploma Thesis is the design and simulation using the electronic design automation software ADS 2008 Update 2 of microwave patch antennas and bandpass filters, and then the construction of patch antennas and one filter. The frequency that antenna transmits-receives as well as the center frequency of the filter is 2,4GHz. Besides their telecommunications applications, the antennas can be used as sensors of a radiometer, in an implementation of the microwave thermography, in a passive method of detecting cancer cells, and filter to reject unwanted frequencies.

The first chapter presents the structure, key features and loss of microstrip lines. The second chapter provides the basics of antenna, analyzes the types and presents the microstrip antennas. Then, in chapter three the design and simulation of microstrip antennas with different number of elements and arrangement are presented. In the fourth chapter, the implemented antenna measurements and differences with the theoretical characteristics are discussed. In the fifth chapter an analysis of microwave filters is provided, followed by design, simulation and the measurements of the coupled line filter. Finally, the sixth chapter analyzes the basic operating principles of microwave thermography using a radiometer.

Key words: Microwave filter, Patch antenna, Radiometer

Θα ήθελα να εκφράσω τις θερμές μου ευχαριστίες στον καθηγητή μου Αθανάσιο Κανάτα, που μου εμπιστεύθηκε το ενδιαφέρον αυτό θέμα και υπήρξε άριστος επιστημονικός επιβλέπων της εργασίας. Ευχαριστώ επίσης τον καθηγητή Νίκα Θωμά για τις πολύτιμες συμβουλές και τη βοήθεια που μου προσέφερε κατά τη διάρκεια υλοποίησης της εργασίας. Τέλος, θα ήθελα να ευχαριστήσω τους γονείς μου και όλους αυτούς που ανήκουν στο φιλικό μου περιβάλλον όπως την Κωνσταντίνα Σελιμά οι οποίοι μου συμπαραστάθηκαν και με ενθάρρυναν κατά την προσπάθεια πραγματοποίησης των στόχων μου.

РАНЕЕ НЕ ПЕРПА

Περιεχόμενα

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 1	11
ΜΙΚΡΟΤΑΙΝΙΑΚΕΣ ΓΡΑΜΜΕΣ	11
1.1 Δομή Μικροταινίας.....	11
1.2 Χαρακτηριστικά Μικροταινίας	13
1.3 Απώλειες Μικροταινίας.....	18
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 2	21
ΚΕΡΑΙΕΣ	21
2.1 Βασικές έννοιες κεραιών	21
2.2 Είδη Κεραιών.....	26
2.3 Μικροταινιακές κεραιές	27
2.3.1 Εισαγωγή	27
2.3.2 Πλεονεκτήματα και μειονεκτήματα	29
2.3.3 Μέθοδοι τροφοδοσίας.....	30
2.3.4 Μέθοδοι ανάλυσης μικροταινιακών κεραιών	33
2.3.5 Η σύνθετη αντίσταση εισόδου της μικροταινιακής κεραιάς	33
2.3.6 Μέθοδοι τροφοδοσίας στοιχειοκεραιών με μικροταινιακά στοιχεία.....	35
2.3.7 Μετασχηματιστής τετάρτου-μήκους κύματος $\lambda/4$ και προσαρμογή αντίστασης	37
2.3.8 Γραμμή μισού-μήκους κύματος $\lambda/2$	38
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 3	39
ΣΧΕΔΙΑΣΗ ΜΙΚΡΟΚΥΜΑΤΙΚΩΝ ΣΤΟΙΧΕΙΟΚΕΡΑΙΩΝ	39
3.1 Εισαγωγή.....	39
3.2 Σχεδιασμός ορθογωνικής μικροταινιακής κεραιάς.....	39

3.2.1 Το μοντέλο γραμμής μεταφοράς	39
3.2.2 Σχεδίαση αρχικής μικροτυπωμένης κεραίας	42
3.2.3 Σχεδίαση κεραίας δύο στοιχείων	48
3.2.4 Σχεδίαση κεραιών τεσσάρων στοιχείων	52
3.2.5 Σχεδίαση κεραιών οκτώ στοιχείων.....	57
3.2.6 Σχεδίαση κεραιών δεκαέξι στοιχείων	59
3.2.7 Σύνοψη	65
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 4.....	67
ΣΧΕΔΙΑΣΗ ΚΑΙ ΑΝΑΠΤΥΞΗ ΣΤΟΙΧΕΙΟΚΕΡΑΙΑΣ	67
4.1 Εισαγωγή.....	67
4.2 Σχεδίαση στοιχειοκεραίας	67
4.3 Προσομοίωση στοιχειοκεραίας.....	69
4.4 Μέτρηση στοιχειοκεραίας.....	71
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 5.....	77
ΣΧΕΔΙΑΣΗ ΜΙΚΡΟΚΥΜΑΤΙΚΩΝ ΦΙΛΤΡΩΝ.....	77
5.1 Εισαγωγή.....	77
5.2 Μικροκυματικά φίλτρα.....	78
5.2.2 Φίλτρο επίπεδης απόκρισης Butterworth	80
5.3 Μικροκυματικά φίλτρα με συντονιστές μικροταινιών.....	84
5.4 Μικροκυματικό φίλτρο παράλληλα συζευγμένων γραμμών μεταφοράς (Coupled line filter).....	86
5.5 Μικροκυματικό φίλτρο τύπου χτένας (Hairpin filter)	92
5.6 Μικροκυματικό φίλτρο τύπου Zigzag.....	97

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 6	101
ΡΑΔΙΟΜΕΤΡΟ	101
6.1 Εισαγωγή.....	101
6.2 Ανίχνευση του καρκίνου του μαστού.....	101
6.3 Μικροκυματική Θερμογραφία για την ανίχνευση του καρκίνου του μαστού	103
6.4 Είδη Ραδιομέτρων.....	104
6.4.1 Εισαγωγή	104
6.4.2 Ραδιόμετρο Συνολικής Ισχύος.....	106
6.4.3 Το Dicke Ραδιόμετρο	107
6.4.4 Ραδιόμετρο Έγχυσης Θορύβου	108
6.4.5 Υβριδικό ραδιόμετρο.....	110
ΒΙΒΛΙΟΓΡΑΦΙΑ	112

РАНЕЕ НЕ ПЕРПА

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 1

ΜΙΚΡΟΤΑΙΝΙΑΚΕΣ ΓΡΑΜΜΕΣ

1.1 Δομή Μικροταινίας

Η τεχνολογία των μικροκυματικών ολοκληρωμένων κυκλωμάτων (MIC) χρησιμοποιεί πολλές δομές για τη μεταφορά του σήματος. Όλες αυτές οι δομές στηρίζονται στη τεχνολογία των μικροταινιακών γραμμών. Η δομή μιας μικροταινίας φαίνεται στο σχήμα 1.1.α όπου παρουσιάζεται η κάθετη τομή της. Συγκεκριμένα οι μικροταινίες αποτελούνται από επίπεδες γραμμές μεταφοράς πλάτους w και πάχους αγωγού t όπου είναι κατάλληλα τοποθετημένες πάνω σε ένα διηλεκτρικό, διηλεκτρικής σταθεράς ϵ_r και ύψους H , του οποίου το κάτω μέρος έχει τοποθετηθεί σε ένα αγώγιμο επίπεδο γείωσης.



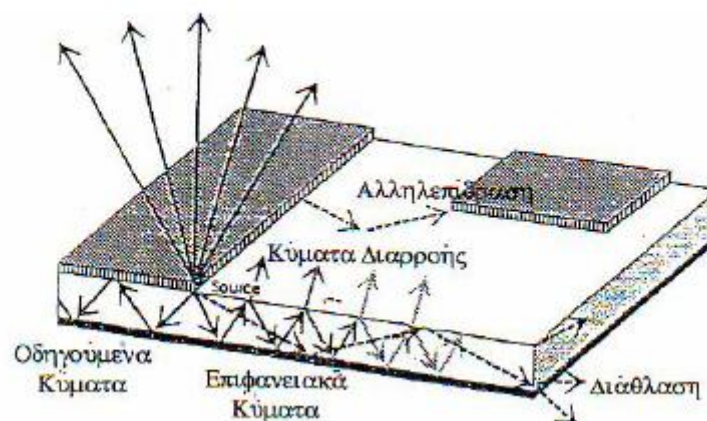
Σχήμα 1.1.α Κάθετη τομή μικροταινίας

Τα κύματα που διαδίδονται σε μια μικροταινία είναι τεσσάρων ειδών:

- α) Τα οδηγούμενα κύματα (guided waves)
- β) Τα κύματα ακτινοβολίας (radiated waves)
- γ) Τα κύματα διαρροής (leaky waves)¹¹
- δ) Τα επιφανειακά κύματα (surface waves)

Τα τέσσερα παραπάνω είδη κυμάτων καθορίζουν το ποσοστό απωλειών σε μια μικροταινία κατά τη διάρκεια της κυματοδότησης και εκπομπής. Συγκεκριμένα:

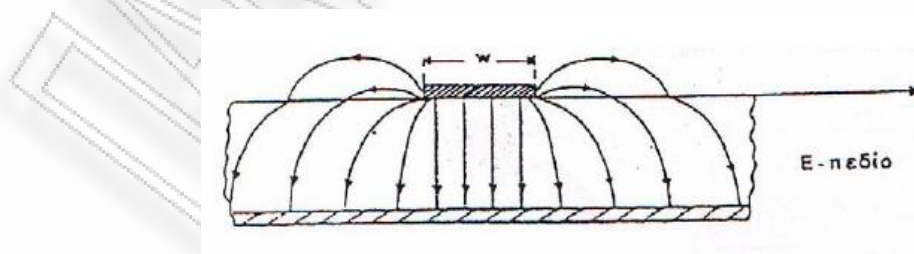
- Τα οδηγούμενα κύματα παρέχουν τη δυνατότητα χρήσης της επίπεδης γραμμής (μικροταινία), ως γραμμή ή κύκλωμα μεταφοράς. Πρόκειται για το επικρατέστερο είδος κύματος σε μία μικροταινία και η διάδοσή του γίνεται προς μια ορισμένη διεύθυνση μέσα στο διηλεκτρικό μέσω διαδοχικών ανακλάσεων πάνω στη μικροταινία και στο κάτω μέρος του επιπέδου γείωσης.
- Τα κύματα ακτινοβολίας συνεισφέρουν στην ακτινοβολία της μικροταινίας, και γίνονται σημαντικά κατά την αύξηση του πάχους του διηλεκτρικού και την ελάττωση της διηλεκτρικής σταθεράς.
- Τα κύματα διαρροής συνεισφέρουν επίσης στην ακτινοβολία της μικροταινίας. Αυτά καθώς ανακλώνται από το επίπεδο γείωσης προς τη διαχωριστική επιφάνεια αέρας- διηλεκτρικό, μερικώς διαθλώνται και μερικώς διαδίδονται.
- Τέλος τα επιφανειακά κύματα προκύπτουν από τα κύματα που θα υποστούν ολική ανάκλαση και θα εγκλωβιστούν μέσα στο διηλεκτρικό, αυξάνοντας τις απώλειες του σήματος ενώ ταυτόχρονα ελαττώνεται το πλάτος του. Επίσης τα κύματα αυτά γίνονται σημαντικά για μεγάλο πάχος διηλεκτρικού και μεγάλη διηλεκτρική σταθερά.



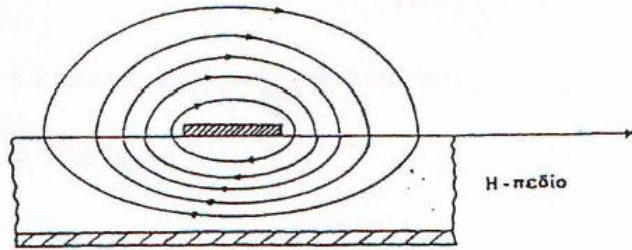
Σχήμα 1.1.β Τα τέσσερα είδη κυμάτων

1.2 Χαρακτηριστικά Μικροταινίας

Παρά την απλότητα της κατασκευής των μικροταινιών, τα ηλεκτρομαγνητικά τους πεδία είναι στην πραγματικότητα πολύπλοκα, με αποτέλεσμα να απαιτούνται δύσκολοι και κοπιώδεις μαθηματικοί υπολογισμοί για την ακριβή και πλήρη ανάλυσή τους. Η προσέγγιση όμως της λειτουργίας τους με τον ημι-TEM (quasi-TEM) ρυθμό προσδιορίζει τα χαρακτηριστικά λειτουργίας των μικροταινιών με σφάλμα που δεν ξεπερνά το 1%. Έτσι λοιπόν θεωρούμε ότι ο ρυθμός κυματοδήγησης της μικροταινίας είναι ημι-TEM (quasi-TEM). Το φαινόμενο αυτό οφείλεται στο γεγονός ότι στις μικροταινίες έχουμε δύο μέσα διάδοσης, το διηλεκτρικό και τον αέρα με αποτέλεσμα να μην είναι δυνατή η διάδοση TEM (ηλεκτρομαγνητικών) κυμάτων τα οποία αποτελούνται από εγκάρσια κύματα και η ταχύτητα διάδοσής τους εξαρτάται από τις ιδιότητες του υλικού, δηλαδή την ηλεκτρική και μαγνητική του διαπερατότητα. Έτσι στη περίπτωση της μικροταινίας, λόγω της ύπαρξης δύο μέσων κυματοδήγησης εκτός από τα εγκάρσια κύματα θα υπάρχουν και τα διαμήκη, ενώ η ταχύτητα διάδοσης εκτός από τις ιδιότητες του μέσου, θα εξαρτάται και από τις φυσικές διαστάσεις της μικροταινίας. Όταν όμως τα διαμήκη κύματα έχουν μικρή ένταση σε σχέση με τα εγκάρσια, τότε μπορούν να θεωρηθούν αμελητέα και ο ρυθμός κυματοδήγησης της μικροταινίας να γίνει προσεγγιστικά όμοιος με ένα quasi-TEM ρυθμό, που σημαίνει ότι το πεδίο γίνεται ανάλογο με αυτό του ηλεκτροστατικού. Πρακτικά η προσέγγιση ενός TEM ρυθμού επιδιώκεται με τη χρήση μεγάλης διηλεκτρικής σταθεράς ϵ_r που έχει σαν αποτέλεσμα τη συγκέντρωση όλων των δυναμικών γραμμών και ταυτόχρονα μείωση της ακτινοβολίας μέσα στο διηλεκτρικό. Επιπλέον η επιλογή μικρού πλάτους γραμμής και μικρού πάχους διηλεκτρικού μπορεί να έχει ως αποτέλεσμα μια πιο ακριβή προσέγγιση του TEM ρυθμού. Στο σχήμα 1.2 φαίνεται η κατανομή του ηλεκτρικού και του μαγνητικού πεδίου μιας μικροταινίας.



Σχήμα 1.2.α Κατανομή Η.Π ταινίας



Σχήμα 1.2.β Κατανομή Μ.Π ταινίας

Γνωρίζουμε ότι η χαρακτηριστική αντίσταση στις υψηλές συχνότητες μιας γραμμής μεταφοράς που λειτουργεί σε ρυθμό TEM είναι:

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L}{C}} = U_p \cdot L = \frac{1}{U_p \cdot C} \quad (1.1)$$

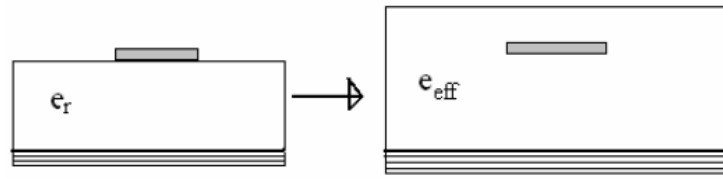
Αν θεωρήσουμε ότι στην περίπτωση που έχουμε διηλεκτρικό σταθεράς ϵ_r η χωρητικότητα ανά μονάδα μήκους είναι C και η χαρακτηριστική αντίσταση είναι Z_0 για τη γραμμή μεταφοράς. Όταν απομακρυνθεί το υλικό, η χαρακτηριστική αντίσταση γίνεται Z_{air} και η χωρητικότητα ανά μονάδα μήκους C_{air} . (Η ταχύτητα διάδοσης είναι τώρα c_v , γιατί το σήμα διαδίδεται στον αέρα, ενώ η αυτεπαγωγή L διατηρεί την τιμή της). Ο λόγος των δύο παραπάνω χωρητικότητων αποδεικνύεται ότι ισούται με:

$$\frac{C}{C_{air}} = \left(\frac{c_v}{U_p}\right)^2 \quad (1.2)$$

Αυτός ο λόγος των χωρητικότητων ανά μονάδα μήκους ονομάζεται δρώσα διηλεκτρική σταθερά της μικροταινίας ϵ_{eff} και δίνεται από τη σχέση 1.3. Είναι δηλαδή :

$$\epsilon_{eff} = \left(\frac{c_v}{U_p}\right)^2 \quad (1.3)$$

Η φυσική σημασία της δρώσας διηλεκτρικής σταθεράς είναι ότι αντιπροσωπεύει τη διηλεκτρική σταθερά ενός σύνθετου μέσου, το οποίο στη προκειμένη περίπτωση ενός quasi-TEM ρυθμού είναι το ετερογενές μέσο (διηλεκτρικό-αέρας). Έτσι τα χαρακτηριστικά διάδοσης της μικροταινίας περιγράφονται επιπλέον από τη δρώσα διηλεκτρική σταθερά ϵ_{eff} και τη χαρακτηριστική αντίσταση Z . Το παρακάτω σχήμα αντιπροσωπεύει την αρχή προσέγγισης ενός quasi-TEM ρυθμού μέσω της παραπάνω διαδικασίας.



Σχήμα 1.3 Αρχή προσέγγισης quasi-TEM ρυθμού

Όσον αφορά τη ταχύτητα φάσης ενός TEM ρυθμού μέσα σε διηλεκτρικό, με διηλεκτρική σταθερά ϵ_r , δίνεται από τη σχέση:

$$U_p = \frac{\omega}{\beta} = c \cdot \frac{k}{\beta} = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_r}} \quad (1.4)$$

Αντίστοιχα στον αέρα η φασική ταχύτητα θα είναι ίση με τη ταχύτητα του φωτός στο κενό. Όταν όμως πραγματοποιείται quasi-TEM ρυθμός η ταχύτητα φάσης θα είναι ίση με:

$$U_p = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} \neq c \neq \frac{c}{\sqrt{\epsilon_r}} \quad (1.5)$$

Επίσης η σταθερά διάδοσης θα είναι:

$$\beta = k_0 \cdot \sqrt{\epsilon_{eff}} \quad (1.6)$$

Αντίστοιχα το μήκος κύματος θα δίνεται από τη σχέση:

$$\lambda_g = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} \quad (1.7)$$

Όπου λ_0 το μήκος κύματος στο κενό.

Αξίζει να επισημάνουμε για τη δρώσα διηλεκτρική σταθερά που αναφέρθηκε προηγουμένως, ότι η τιμή της κυμαίνεται σε ένα προκαθορισμένο εύρος το οποίο είναι:

$$\frac{1}{2}(\epsilon_r + 1) \leq \epsilon_{eff} \leq \epsilon_r \quad (1.8)$$

Το πάνω όριο προκύπτει για τη περίπτωση πλατιάς μικροταινίας δηλαδή μικροταινία χαμηλής χαρακτηριστικής αντίστασης στην οποία το ηλεκτρικό πεδίο περιορίζεται

σχεδόν στο διηλεκτρικό του υποστρώματος και η όλη δομή προσιδιάζει πυκνωτή με παράλληλες πλάκες. Αντίθετα, όταν η μικροταινία είναι στενή δηλαδή υψηλό Z_0 , το ηλεκτρικό πεδίο βρίσκεται εξίσου στον αέρα (σχετική διηλεκτρική σταθερά =1) και το υπόστρωμα (σχετική διηλεκτρική σταθερά = ϵ_r), οπότε παίρνουμε το κάτω όριο (επαγωγική συμπεριφορά).

Σύμφωνα με αυτά που αναφέραμε και κάποιων συγκεκριμένων σχέσεων που θα παραθέσουμε παρακάτω, μπορούμε γνωρίζοντας τη χαρακτηριστική αντίσταση της μικροταινίας να υπολογίσουμε το πλάτος της, τη δρώσα διηλεκτρική σταθερά ϵ_{eff} , το ύψος του διηλεκτρικού και το μήκος κύματος. Η διαδικασία έχει ως εξής:

1. Για λεπτές ταινίες, όπου ισχύει $Z_0 > (44 - 2\epsilon_r)$ έχουμε:

$$\frac{w}{h} = \left(\frac{\exp H'}{8} - \frac{1}{4 \cdot \exp H'} \right)^{-1} \quad (1.9)$$

Λαμβάνοντας υπόψη τον περιορισμό $w/h < 1/3$, η δρώσα διηλεκτρική σταθερά είναι ίση με:

$$\epsilon_{eff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} \left\{ 1 - \frac{1}{2 \cdot H'} \cdot \left(\frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r + 1} \right) \cdot \left(\ln \frac{\pi}{2} + \frac{1}{\epsilon_r} \cdot \ln \frac{4}{\pi} \right) \right\}^{-2} \quad (1.10)$$

$$H' = \frac{Z_0 \cdot \sqrt{2 \cdot (\epsilon_r + 1)}}{119,9} + \frac{1}{2} \left(\frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r + 1} \right) \cdot \left(\ln \frac{\pi}{2} + \frac{1}{\epsilon_r} \cdot \ln \frac{4}{\pi} \right) \quad (1.11)$$

2. Για πλατιές ταινίες όπου $Z_0 < (44 - 2\epsilon_r)$ έχουμε:

$$\frac{w}{h} = \frac{2}{\pi} \cdot \{ (d_\epsilon - 1) - \ln(2d_\epsilon - 1) \} + \frac{\epsilon_r - 1}{\pi \cdot \epsilon_r} \left\{ \ln(d_\epsilon - 1) + 0,293 - \frac{0,517}{\epsilon_r} \right\} \quad (1.12)$$

$$d_\epsilon = \frac{59,95 \cdot \pi^2}{Z_0 \cdot \sqrt{\epsilon_r}} \quad (1.13)$$

Λαμβάνοντας υπόψη τον περιορισμό $w/h < 1/3$, η δρώσα διηλεκτρική σταθερά είναι ίση με:

$$\epsilon_{eff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \cdot \left(1 + 10 \cdot \frac{h}{w} \right)^{-0,555} \quad (1.14)$$

Επίσης η χαρακτηριστική αντίσταση Z_0 της μικροταινίας είναι συνάρτηση της δρώσας διηλεκτρικής σταθεράς ϵ_{eff} και του λόγου του πλάτους της μικροταινίας w προς το

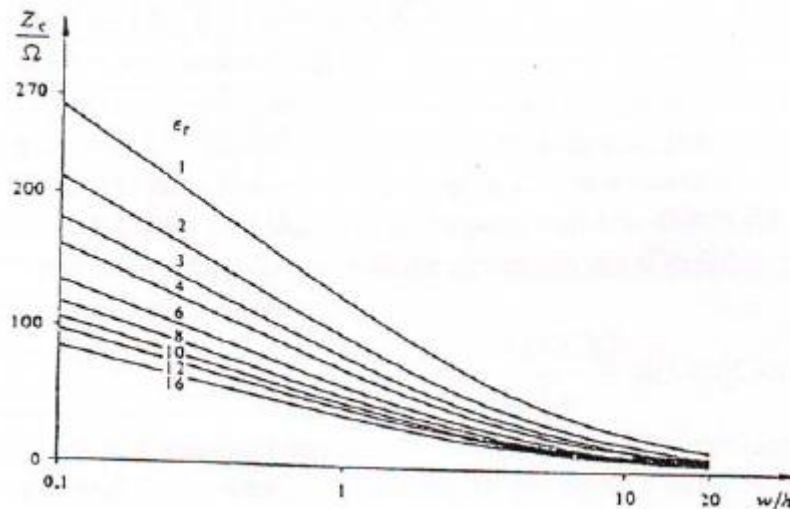
πάχος του διηλεκτρικού υποστρώματος h . Οι τύποι που συνδέουν τα παραπάνω μεγέθη είναι:

$$Z_0 = \frac{Z_c}{2\pi\sqrt{\epsilon_{eff}}} \cdot \ln\left(\frac{8h}{w} + \frac{w}{4h}\right), \quad \text{όταν } w/h < 1 \quad (1.15)$$

$$Z_0 = \frac{Z_c}{2\pi\sqrt{\epsilon_{eff}}} \cdot \left(\frac{w}{h} + 1,393 + 0,667 \cdot \ln\left(\frac{w}{h} + 1,444\right)\right)^{-1}, \quad \text{όταν } w/h \geq 1 \quad (1.16)$$

όπου Z_c η χαρακτηριστική αντίσταση του κενού.

Στο παρακάτω διάγραμμα βλέπουμε την εξάρτηση της χαρακτηριστικής αντίστασης Z_0 της μικροταινίας σε σχέση με το λόγο του πλάτους της μικροταινίας w προς το πάχος του διηλεκτρικού υποστρώματος h (w/h) και της διηλεκτρικής σταθεράς ϵ_r .



Σχήμα 1.4 Χαρακτηριστική αντίσταση μικροταινίας συναρτήσει

του λόγου w/h και ϵ_r

1.3 Απώλειες Μικροταινίας

Οι απώλειες στις μικροταινίες είναι ένας σημαντικός παράγοντας που πρέπει να λάβουμε υπόψη κατά την κατασκευή της. Οι απώλειες γενικά σε μια μικροταινία οφείλονται κυρίως σε απώλειες στον αγωγό, στο διηλεκτρικό, σε απώλειες λόγω της ακτινοβολίας και σε μερικές περιπτώσεις σε απώλειες στο μαγνητικό υλικό. Έτσι η σταθερά διάδοσης όπως γνωρίζουμε σε μία γραμμή μεταφοράς, άρα και στη μικροταινία, δίνεται από τον ακόλουθο τύπο:

$$\gamma = \alpha + j \cdot \beta \quad (1.17)$$

όπου α = σταθερά εξασθένησης σε Nepers/m,

β = σταθερά αλλαγής φάσης σε μοίρες ή ακτίνια/m

Η σταθερά εξασθένησης α αποτελεί το άθροισμα όλων των σταθερών εξασθένησης που προκύπτουν από κάθε φαινόμενο που περιγράψαμε πριν. Έτσι μια έκφραση που περιγράφει τη σταθερά εξασθένησης λόγω απωλειών του αγωγού και ισχύει για μεγάλα πλάτη μικροταινίας είναι:

$$\alpha_c = \frac{8,686 \cdot R_S}{Z \cdot w} \quad \text{σε dB/unit length} \quad (1.18)$$

όπου, Z είναι η χαρακτηριστική αντίσταση της μικροταινίας, w είναι το πλάτος της και R_S η αντίσταση της επιφάνειας σε μονάδες ohms/square. Για την αγωγήμη ταινία και το επίπεδο γείωσης δίνεται από τον τύπο:

$$R_S = \sqrt{\frac{\omega \cdot \mu_0}{2\sigma}} \quad (1.19)$$

Όπου σ : είναι η αγωγιμότητα

μ_0 : η μαγνητική διαπερατότητα στο κενό

ω : η γωνιακή συχνότητα

Επίσης η εξίσωση μετατροπής μονάδων είναι:

$$\alpha \left(\frac{dB}{unit\ length} \right) = 8,686a \left(\frac{nepers}{unit\ length} \right) \quad (1.20)$$

Η εξασθένιση που οφείλεται στις απώλειες του διηλεκτρικού δίνεται από τη παρακάτω εξίσωση:

$$\alpha_d = 8,686\pi \cdot \left(\frac{\epsilon_{eff}-1}{\epsilon_r+1}\right) \cdot \left(\frac{\epsilon_t}{\epsilon_{eff}}\right) \cdot \left(\frac{\tan\delta}{\lambda_g}\right) \text{ σε dB/unit length (1.21)}$$

όπου $\tan\delta$ είναι η εφαπτομένη των απωλειών του διηλεκτρικού.

Τέλος στις μικροταινίες οποιαδήποτε ακτινοβολία εμφανιστεί μπορεί είτε να διαδοθεί ελεύθερα είτε να δημιουργήσει ρεύματα στο εσωτερικό της μικροταινίας προκαλώντας τις αντίστοιχες απώλειες ακτινοβολίας.

РАНЕЕ НЕ ПЕРПА

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 2

ΚΕΡΑΙΕΣ

2.1 Βασικές έννοιες κεραιών

Η κεραία είναι μια δομή γενικά μεταλλική, σχεδιασμένη ώστε να παρέχει ζεύξη μεταξύ του κενού και της εξόδου του πομπού ή της εισόδου του δέκτη. Όπως η γραμμή μεταφοράς, η κεραία είναι μια συσκευή με διανεμημένα στοιχεία, έτσι ώστε το ρεύμα, η τάση και η σύνθετη αντίσταση να διαφέρουν από το ένα σημείο στο επόμενο κατά μήκος της. Αυτός ο παράγοντας πρέπει να ληφθεί υπόψη όταν εξετάζονται σημαντικές ιδιότητες των κεραιών, όπως η σύνθετη αντίσταση, το κέρδος και η μορφή του διαγράμματος ακτινοβολίας. Τα παραπάνω χαρακτηριστικά προσδιορίζουν την συμπεριφορά της κεραίας και σύμφωνα με το θεώρημα της αμοιβαιότητας είναι ίδια είτε η κεραία λειτουργεί σαν πομπός είτε σαν δέκτης. Παρόλα αυτά η σχετική σπουδαιότητα τους είναι διαφορετική στην κάθε περίπτωση. Οι πιο πολλές κεραιές διασυνδέουν τα πεδία ακτινοβολίας με τα ρεύματα που διαρρέουν τα κυκλώματα με αντιστρεπτό τρόπο σε συχνότητες που κυμαίνονται από τις πολύ χαμηλές (VLF Very Low Frequency 3-30 KHz) μέχρι και σε συχνότητες που φτάνουν τα 300 GHz (EHF Extremely High Frequency). Ο ρόλος της διάταξης κυματοδότησης ή γραμμής μεταφοράς είναι να μεταφέρει την ηλεκτρομαγνητική ενέργεια από τον πομπό στην κεραία (εκπομπής) ή από την κεραία (λήψης) στο δέκτη.

Αν και υπάρχουν πολλά είδη κεραιών, τα οποία θα δούμε παρακάτω, η αρχή λειτουργίας τους είναι η ίδια. Κατά τη λειτουργία μετάδοσης η κεραία εκπέμπει στον κενό χώρο την ενέργεια που λαμβάνει από την ενσύρματη γραμμή μεταφοράς, ενώ κατά την λήψη προωθεί στη γραμμή μεταφοράς την ενέργεια που συγκεντρώνει πάνω της από τα προσπίπτοντα κύματα. Η γραμμή μεταφοράς μπορεί να είναι χάλκινα σύρματα, ομοαξονικό καλώδιο, κυματοδηγός κτλ. Οι κεραιές ποικίλουν σε σχήμα και σε μέγεθος ανάλογα με τον σκοπό χρησιμοποίησής τους. Ιδιαίτερο ενδιαφέρον παρουσιάζεται τα τελευταία χρόνια σε σχέση με το μέγεθος τους. Η αλματώδης ανάπτυξη των ηλεκτρονικών και κυρίως των φορητών συσκευών απαιτεί για μείωση των φυσικών μεγεθών της. Ένα από τα σημαντικότερα μεγέθη της κεραίας είναι το διάγραμμα ακτινοβολίας. Το *διάγραμμα ακτινοβολίας* είναι η γραφική παράσταση του τρόπου ακτινοβολίας της κεραίας καθώς μεταβάλλεται το σημείο

παρατήρησης του ηλεκτρομαγνητικού πεδίου. Το διάγραμμα είναι τρισδιάστατο, παρόλα αυτά, συνήθως αρκούν δισδιάστατα διαγράμματα ως συνάρτηση της μιας εκ των δύο συντεταγμένων κατεύθυνσης για μία συγκεκριμένη τιμή της άλλης π.χ. συναρτήσει του θ για δεδομένο ϕ .

Γωνιακό εύρος ονομάζεται η γωνία μεταξύ των μηδενισμών ή ελαχίστων του διαγράμματος στην οποία βρίσκεται η κατεύθυνση μέγιστης ακτινοβολίας. Πρακτικά, πιο πολύ ενδιαφέρον παρουσιάζει το *εύρος ημίσειας ισχύος* (half-power beamwidth) που ορίζεται ως η γωνία που περιλαμβάνει την κατεύθυνση της μέγιστης ακτινοβολίας και η οποία οριοθετείται από τις κατευθύνσεις στις οποίες η ένταση ακτινοβολίας έχει την μισή τιμή της μέγιστης.

Το γωνιακό εύρος ονομάζεται και *κύριος λοβός* ακτινοβολίας. Μια κεραία μπορεί να έχει παραπάνω από ένα λοβό ακτινοβολίας. Οι υπόλοιποι λοβοί ονομάζονται *δευτερεύοντες λοβοί* και αντιπροσωπεύουν την ακτινοβολία προς ανεπιθύμητες κατευθύνσεις. Τέλος ο λοβός που έχει διεύθυνση αντίθετη με αυτή του κύριου ονομάζεται *οπίσθιος λοβός*. Συνήθως, μια μείωση του εύρους του κύριου λοβού (που σημαίνει πιο κατευθυντική κεραία) συνεπάγεται αύξηση της στάθμης των πλευρικών λοβών. Στόχος μας κατά τη σχεδίαση μιας κεραίας είναι η ελαχιστοποίηση των δευτερευόντων λοβών. Ο ιστροπικός ακτινοβολητής δεν περιέχει κανένα λοβό (ούτε κύριο ούτε δευτερεύων) επειδή ακτινοβολεί εξίσου προς όλες τις κατευθύνσεις.

Όπως γνωρίζουμε το ηλεκτρομαγνητικό κύμα αποτελείται από το ηλεκτρικό $E(r,t)$ και το μαγνητικό $H(r,t)$ πεδίο τα οποία είναι διανυσματικά μεγέθη και είναι κάθετα μεταξύ τους. Η κατεύθυνση διάδοσης του κύματος είναι κάθετη με το επίπεδο που ορίζουν τα δύο πεδία έτσι ώστε το ηλεκτρικό πεδίο, το μαγνητικό πεδίο και η κατεύθυνση διάδοσης να ορίζουν ένα δεξιόστροφο ορθοκανονικό σύστημα.

Τα δύο πεδία παρουσιάζουν μια εξασθένιση ανάλογη της απόστασης ($1/R$) από τον ακτινοβολητή. Το διάνυσμα Poynting ορίζεται από τη σχέση:

$$P(r, t) = E(r, t) \times H(r, t) \quad (2.1)$$

έχει την κατεύθυνση διάδοσης του κύματος, και αντιπροσωπεύει τη πυκνότητα ισχύος που διαπερνά το μοναδιαίο εμβαδόν που ορίζουν τα E και H . Μπορούμε να συμπεράνουμε ότι το διάνυσμα Poynting είναι αντιστρόφως ανάλογο του τετραγώνου της απόστασης ($1/R^2$) από τη κεραία. Ενώ η *ένταση ακτινοβολίας* είναι το μέγεθος που χαρακτηρίζει τη μακρινή περιοχή μιας κεραίας και εκφράζει την ισχύ που ακτινοβολείται ανά μονάδα στερεάς γωνίας.

$$U(r, t) = \dot{r}^2 \vec{P}_{av}(\vec{r}) \quad (2.2)$$

Παρατηρούμε ότι η ένταση ακτινοβολίας εξαρτάται από τη γωνία παρατήρησης και όχι από την απόσταση. Στις περισσότερες περιπτώσεις η ένταση ακτινοβολίας γράφεται ως συνάρτηση των συντεταγμένων διεύθυνσης θ και φ ενός κατάλληλου συστήματος σφαιρικών συντεταγμένων. Από το διάγραμμα της έντασης ακτινοβολίας μπορούμε να συμπεράνουμε προς πια κατεύθυνση ευνοείται η μετάδοση της ηλεκτρομαγνητικής ενέργειας. Μια από τις πιο σημαντικές κεραίες συγκρίσεως είναι η *ισοτροπική κεραία*, η οποία δεν είναι δυνατό να υπάρξει στην πράξη. Παρόλα αυτά, εναρμονίζεται με την ιδιότητα της συνολικά μη κατευθυντικής ακτινοβολίας (δηλαδή έχει ένα τέλεια σφαιρικό διάγραμμα ακτινοβολίας), γεγονός που την καθιστά άκρως χρήσιμη για να περιγράψει το κέρδος των πραγματικών κεραιών.

Για την *ισοτροπική κεραία* ισχύει:

$$\vec{P}_0(r) = \frac{W_{rad}}{4\pi r^2} \hat{r} \quad (2.3)$$

όπου W_{rad} η *ισχύς ακτινοβολίας*, ενώ η ένταση ακτινοβολίας είναι σταθερή:

$$U_0 = \frac{W_{rad}}{4\pi} \quad (2.4)$$

Το *κατευθυντικό κέρδος* μιας κεραίας ορίζεται ως ο λόγος της πυκνότητας ισχύος που παράγεται από μια πραγματική κεραία σε μια κατεύθυνση προς την πυκνότητα ισχύος που παράγεται από μια ισοτροπική κεραία η οποία ακτινοβολεί την ίδια συνολική ισχύ. Αποτελεί λοιπόν ένα μέτρο της ικανότητας της πραγματικής κεραίας να συγκεντρώνει την ακτινοβολία της.

$$D_g(\theta, \varphi) = \frac{U(\theta, \varphi)}{U_0} = 4\pi \frac{U(\theta, \varphi)}{W_{rad}} \quad (2.5)$$

Όταν λαμβάνεται η κατεύθυνση της μέγιστης ακτινοβολίας της πραγματικής κεραίας, το κέρδος κατευθυντικότητας γίνεται μέγιστο για αυτή τη κεραία και ονομάζεται *κατευθυντικότητα*.

$$D_m = D_g(\theta, \varphi)|_{max} = \frac{U(\theta, \varphi)|_{max}}{U_0} = 4\pi \frac{U(\theta, \varphi)|_{max}}{W_{rad}} \quad (2.6)$$

Αν τώρα συγκρίνουμε τις εισόδους και όχι την ισχύς που ακτινοβολείται, τότε το κέρδος της κεραίας μειώνεται, καθώς ένα μέρος της ισχύος εισόδου σπαταλιέται στην

κεραία. Η νέα ποσότητα είναι γνωστή ως *κέρδος ισχύος* και ισούται με την κατευθυντικότητα πολλαπλασιασμένη με τον βαθμό αποδόσεως της κεραίας. Η ισχύς ακτινοβολίας συνδέεται με την ισχύ τροφοδότησης με τη παρακάτω σχέση:

$$W_{rad} = n_r W_{in} \quad (2.7)$$

Η τιμή του *συντελεστή απόδοσης* (n_r) είναι μικρότερη από 1 και αυτό οφείλεται τόσο στις ωμικές απώλειες της κεραίας όσο και στην ισχύ που ανακλάται λόγω της μη προσαρμογής με την γραμμή μεταφοράς. Επομένως για το *κέρδος ισχύος* της κεραίας έχουμε:

$$G = n_r D_m \quad (2.8)$$

Ως *εύρος ζώνης* μιας κεραίας ορίζεται το εύρος των συχνοτήτων μέσα στο οποίο επιτυγχάνεται μια ικανοποιητική απόδοση, σε σχέση με κάποιο μέγεθος. Συνήθως αυτό το μέγεθος είναι η κατευθυντικότητα. Στο σημείο όπου η ισχύς της κεραίας μειώνεται στο μισό της μέγιστης τιμής της (-3dB), τότε το μέγιστο και το ελάχιστο του συγκεκριμένου εύρους ζώνης συχνοτήτων στο οποίο λειτουργεί η κεραία έχει επιτευχθεί οπότε και η απόδοση της κεραίας μειώνεται σταδιακά. Για κεραίες στενής ζώνης, το εύρος ζώνης εκφράζεται ως ποσοστό της κεντρικής συχνότητας του. Για παράδειγμα, εύρος ζώνης 10% σημαίνει ότι η διαφορά της χαμηλότερης από την υψηλότερη συχνότητα είναι το 10% της κεντρικής συχνότητας. Για τις κεραίες ευρείας ζώνης, το εύρος ζώνης εκφράζεται ως ο λόγος της μεγαλύτερης προς την μικρότερη συχνότητα (π.χ. 4:1). Η αντίσταση εισόδου (input impedance) αποτελεί το μέγεθος που χαρακτηρίζει μια κεραία ως στοιχείο κυκλώματος. Στη γενική περίπτωση είναι μιγαδική και ορίζεται ως το πηλίκο της τάσης προς το ρεύμα που εμφανίζει η κεραία στα άκρα της. Μπορούμε να γράψουμε:

$$Z_a = R_a + jX_a \quad (2.9)$$

όπου R_a είναι το πραγματικό και X_a το φανταστικό μέρος της αντίστασης εισόδου Z_a . Το πραγματικό μέρος αποτελείται, γενικά, από δύο όρους, την *αντίσταση ακτινοβολίας* (radiation resistance) R_r και την *αντίσταση απωλειών* (loss resistance) R_L . Δηλαδή:

$$R_a = R_r + R_L \quad (2.10)$$

Η αντίσταση ακτινοβολίας ορίζεται ως η ωμική αντίσταση που αν διαρρεόταν με το ρεύμα εισόδου θα κατανάλωνε τη μέση ισχύ ακτινοβολίας και δίνεται από την ακόλουθη σχέση:

$$R_r = \frac{P_{rad}}{I_e^2} \quad (2.11)$$

όπου I_e είναι η ενεργός τιμή του ρεύματος εισόδου της κεραίας.

Επειδή τα ηλεκτρομαγνητικά κύματα που ακτινοβολούνται από μια κεραία έχουν τα διανύσματα του ηλεκτρικού και του μαγνητικού πεδίου σε ορθές γωνίες μεταξύ τους και με τη σειρά τους κάθετα στην διεύθυνση διαδόσεως, λέγεται ότι είναι *πολωμένα*, όπως είναι και η ίδια η κεραία. Η διεύθυνση της πόλωσης θεωρείται ότι είναι η ίδια με τον προσανατολισμό του διανύσματος του ηλεκτρικού πεδίου του ακτινοβολούντος κύματος. Απλές κεραίες μπορούν λοιπόν να είναι οριζόντια ή κατακόρυφα πολωμένες (δηλαδή οι ίδιες οριζόντιες ή κατακόρυφες), αντίστοιχα. Πιο πολύπλοκες κεραίες μπορούν να είναι κυκλικά πολωμένες, τόσο κατακόρυφα όσο και οριζόντια πολωμένα κύματα ακτινοβολούνται, με ίση ισχύ και τα δύο. Αν οι δύο συνιστώσες δεν έχουν την ίδια ισχύ, τότε η κεραία λέγεται ότι είναι ελλειπτικά πολωμένη. Μία άλλη παράμετρος που χαρακτηρίζει μια κεραία λήψης είναι η *ενεργός επιφάνεια* η οποία αντιπροσωπεύει την ικανότητα της να συλλέγει την ηλεκτρομαγνητική ισχύ που καταφθάνει στην περιοχή της. Ενεργός επιφάνεια είναι η υποθετική επιφάνεια που θα συνέλεγε από το ηλεκτρομαγνητικό περιβάλλον της κεραίας ισχύ ίση με αυτήν που συλλέγει στην πραγματικότητα η κεραία.

$$A_e = \frac{W_T}{P_{av}} \quad (2.12)$$

όπου W_T η ισχύς στους ακροδέκτες της κεραίας και P_{av} το μέτρο του διανύσματος Poynting του προσπίπτοντος ηλεκτρομαγνητικού πεδίου στην περιοχή της. Μπορεί να αποδειχθεί ότι για κάθε κεραία η ενεργός επιφάνεια έχει μια αναλογική σχέση με την κατευθυντικότητα και ισχύει:

$$A_e = \frac{\lambda^2}{4\pi} D_m \quad (2.13)$$

2.2 Είδη Κεραιών

Η ταξινόμηση των κεραιών μπορεί να γίνει με βάση τη συχνότητα και το μέγεθος

Οι κεραιές που χρησιμοποιούνται στις υψηλές συχνότητες (HF) είναι διαφορετικές από αυτές που χρησιμοποιούνται στις πολύ υψηλές (VHF), οι οποίες με τη σειρά τους είναι διαφορετικές από τις μικροκυματικές κεραιές. Το μήκος κύματος είναι διαφορετικό για διαφορετικές συχνότητες, έτσι οι κεραιές πρέπει να έχουν διαφορετικό μέγεθος για να εκπέμπουν σήματα στο σωστό μήκος κύματος. Στις μικροκυματικές κεραιές με τις οποίες θα ασχοληθούμε στην συχνότητα των 2,4 GHz το μήκος κύματος είναι 12,5 εκ.

Κατευθυντικότητα

Οι κεραιές μπορεί να είναι ομοιοκατευθυντικές, τομέα ή κατευθυντικές. Οι ομοιοκατευθυντικές εκπέμπουν την ίδια ισχύ σε ένα πλήρες διάγραμμα 360 μοιρών. Οι πιο γνωστές ομοιοκατευθυντικές κεραιές είναι το δίπολο και οι ground plane. Οι κεραιές τομέα εκπέμπουν σε μία συγκεκριμένη περιοχή. Η δέσμη μπορεί να είναι 180^ο πλατιά ή 60^ο στενή. Στις κατευθυντικές κεραιές η εκπεμπόμενη δέσμη είναι ακόμα πιο στενή. Έχουν το μεγαλύτερο κέρδος και χρησιμοποιούνται σε ζεύξεις μακρινών αποστάσεων. Μερικές κατευθυντικές κεραιές είναι η Yagi-Uda, η biquad, η χοάνη, η ελικοειδής, οι μικροταινιακές, το παραβολικό πιάτο κ.α.

Φυσική κατασκευή

Οι κεραιές μπορούν να κατασκευαστούν με πολλούς διαφορετικούς τρόπους, ποικίλλοντας από απλά καλώδια, παραβολικά πιάτα, ακόμα και μεταλλικά τενεκεδάκια.

Εφαρμογή

Οι εφαρμογές μπορούν να κατηγοριοποιηθούν σε δύο τύπους κυρίως: Point to multipoint- broadcast και point to point. Για κάθε μία εφαρμογή χρησιμοποιείται διαφορετικός τύπος κεραιάς. Οι σταθμοί βάσης χρησιμοποιούνται για πολλαπλά σημεία πρόσβασης (Base Stations are used for multipoint access). Δύο επιλογές είναι οι Omni κεραιές, οι οποίες είναι ομοιοκατευθυντικές και οι κεραιές τομέα, οι οποίες επικεντρώνονται σε μία μικρή περιοχή. Στις περιπτώσεις σημείο σε σημείο χρησιμοποιούνται κεραιές για να συνδέσουν δύο περιοχές. Αυτό επιτυγχάνεται με κατευθυντικές κεραιές.

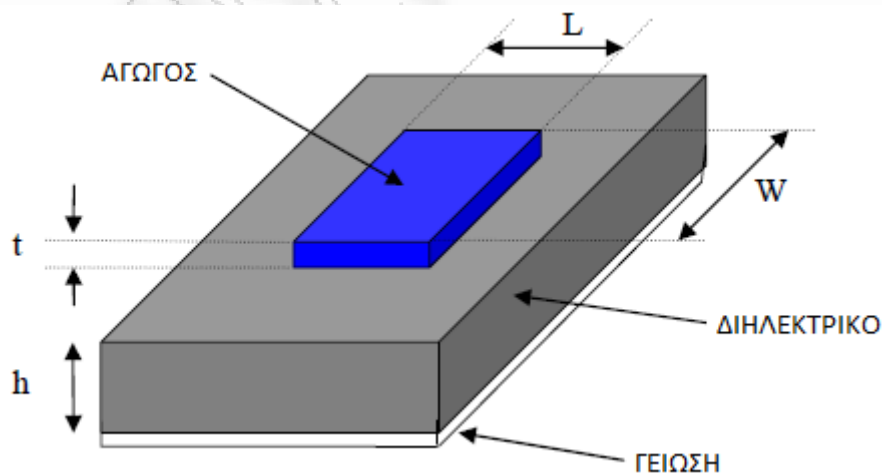
Οι πιο κοινές κεραιές για την συχνότητα των 2,4 GHz είναι οι ακόλουθες:

- 1/4 μήκους κύματος Ground Plane
- Κεραία Yagi-Uda
- Κεραία χοάνης
- Παραβολικό πιάτο
- BiQuad
- Κεραία τομέα
- Μικροταινιακές

2.3 Μικροταινιακές κεραιές

2.3.1 Εισαγωγή

Μία στοιχειοκεραία, στην πιο απλή της μορφή, αποτελείται από έναν αγωγό στην μία πλευρά ενός διηλεκτρικού υλικού και την γείωση στην άλλη πλευρά του. Ο αγωγός είναι σε γενικές γραμμές κατασκευασμένος από αγώγιμο υλικό όπως ο χαλκός ή ο χρυσός και μπορεί να έχει κάθε επιθυμητό σχήμα. Ο αγωγός και η γραμμή τροφοδοσίας του είναι φωτογραφικά τυπωμένοι στο διηλεκτρικό.



Σχήμα 2.1 Δομή μιας μικροταινιακής στοιχειοκεραίας

Για να απλοποιηθεί η ανάλυση και η εκτίμηση της απόδοσης, ο αγωγός είναι γενικά τετράγωνος, ορθογώνιος, κυκλικός, τριγωνικός, ελλειπτικός ή έχει ένα απλό σχήμα όπως φαίνονται και στο παρακάτω σχήμα (2.2). Σε έναν ορθογώνιο αγωγό το μήκος L είναι συνήθως $0,3333\lambda_0 < L < 0,5\lambda_0$, όπου λ_0 είναι το μήκος κύματος στον ελεύθερο χώρο. Ο αγωγός πρέπει να είναι αρκετά λεπτός ώστε $t \ll \lambda_0$, (όπου t είναι το πάχος του αγωγού). Το ύψος h του διηλεκτρικού είναι συνήθως $0,003\lambda_0 \leq h \leq 0,05\lambda_0$. Η διηλεκτρική σταθερά (ϵ_r) κυμαίνεται σε ένα εύρος $2,2 \leq \epsilon_r \leq 12$.



Σχήμα 2.2 Κοινά σχήματα μικροταινιακών στοιχείων

Οι μικροταινιακές κεραίες εκπέμπουν κυρίως λόγω των πεδίων περίθλασης μεταξύ των άκρων του αγωγού και του επιπέδου γείωσης. Για την καλή απόδοση της κεραίας, είναι επιθυμητό ένα παχύ διηλεκτρικό με πολύ χαμηλή διηλεκτρική σταθερά δεδομένου ότι αυτό παρέχει καλύτερη απόδοση, μεγαλύτερο εύρος ζώνης και καλύτερη ακτινοβολία. Ωστόσο, μια τέτοια ρύθμιση οδηγεί σε μεγαλύτερο μέγεθος κεραίας. Για να σχεδιάσουμε μια μικρού μεγέθους μικροταινιακή κεραία, πρέπει να χρησιμοποιείται υψηλότερη διηλεκτρική σταθερά η οποία είναι λιγότερο αποτελεσματική και οδηγεί σε στενότερο εύρος ζώνης. Ως εκ τούτου, μία συμβιβαστική λύση πρέπει να επιτευχθεί μεταξύ των διαστάσεων της κεραίας και την απόδοση της κεραίας.

2.3.2 Πλεονεκτήματα και μειονεκτήματα

Οι μικροταινιακές στοιχειοκεραίες αυξάνουν τη δημοτικότητα τους για χρήση σε ασύρματες εφαρμογές, χάρη στο χαμηλό προφίλ της δομής τους. Ως εκ τούτου, είναι εξαιρετικά συμβατές για ενσωματωμένες κεραίες σε φορητές ασύρματες συσκευές, όπως κινητά τηλέφωνα, συσκευές τηλεϊδοποίησης κλπ. Ένας άλλος τομέας όπου έχουν χρησιμοποιηθεί με επιτυχία είναι στις δορυφορικές επικοινωνίες.

Μερικά από τα βασικά πλεονεκτήματα τους είναι τα ακόλουθα:

- Μικρό βάρος και διαστάσεις
- Επίπεδη διαμόρφωση χαμηλού προφίλ που μπορεί εύκολα να φιλοξενηθεί σε σύμμορφη επιφάνεια.
- Χαμηλό κόστος κατασκευής, ως εκ τούτου μπορούν να κατασκευαστούν σε μεγάλες ποσότητες.
- Υποστηρίζουν και γραμμική και κυκλική πόλωση.
- Μπορούν να ενσωματωθούν εύκολα σε ολοκληρωμένα κυκλώματα μικροκυμάτων.
- Υπάρχει η δυνατότητα διπλής και τριπλής συχνότητας λειτουργίας.
- Είναι μηχανικά ανθεκτικές όταν τοποθετούνται σε άκαμπτες επιφάνειες.

Οι μικροταινιακές στοιχειοκεραίες έχουν μία σειρά από μειονεκτήματα σε σύγκριση με τις συμβατικές κεραίες. Μερικά από τα σημαντικότερα δίνονται παρακάτω:

- Περιορισμένο εύρος ζώνης
- Μικρή απόδοση
- Μικρό κέρδος
- Εξωγενής ακτινοβολία από τροφοδοσίες και διακλαδώσεις
- Χαμηλή ικανότητα μετασχηματισμού ρεύματος
- Διεγέρσεις επιφανειακών κυμάτων.

Οι μικροκυματικές στοιχειοκεραίες έχουν πολύ υψηλό συντελεστή ποιότητας (Q). Ο συντελεστής αντιπροσωπεύει τις απώλειες που σχετίζονται με την κεραία. Μεγάλος συντελεστής οδηγεί σε στενό εύρος ζώνης και χαμηλή απόδοση. Ο συντελεστής μπορεί να μειωθεί με την αύξηση του πάχους του διηλεκτρικού υποστρώματος. Αλλά όσο αυξάνεται το πάχος τόσο αυξάνεται το τμήμα της συνολικής ισχύς εκπομπής που μετατρέπεται σε επιφανειακό κύμα. Η συμβολή κυμάτων επιφανείας θεωρείται ανεπιθύμητη απώλεια ισχύος, καθώς βρίσκονται διάσπαρτα στις καμπύλες του

διηλεκτρικού και προκαλούν υποβάθμιση των χαρακτηριστικών της κεραίας. Άλλα προβλήματα, όπως το μικρότερο κέρδος και χαμηλή ικανότητα μετασχηματισμού ρεύματος μπορούν να ξεπεραστούν με τη χρήση μιας συστοιχίας για τη διαμόρφωση των στοιχείων.

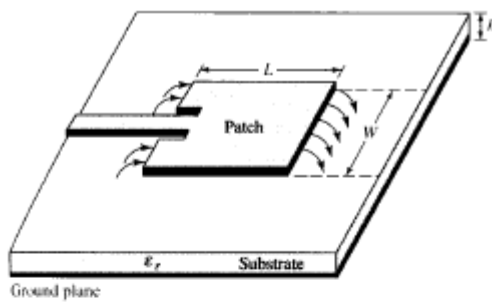
2.3.3 Μέθοδοι τροφοδοσίας

Υπάρχουν διάφορες τεχνικές με τις οποίες μπορούμε να τροφοδοτήσουμε μία μικροταινιακή κεραία. Οι πιο διαδεδομένες είναι η τροφοδοσία με μικροταινιακή γραμμή (microstrip line), με ομοαξονική πρόμπα (coaxial feed), με σύζευξη μέσω διαφράγματος (Aperture – coupled feed) και με σύζευξη λόγω γειννίαςσης (proximity – coupled feed). Οι τεχνικές αυτές παρουσιάζονται στο σχήμα 2.3 ενώ τα ισοδύναμα κυκλώματά τους παρατίθενται στο σχήμα 2.4

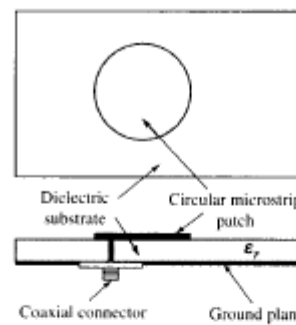
Η τροφοδοσία με μικροταινιακή γραμμή είναι εύκολη στην κατασκευή, απλή στη προσαρμογή με τη μικροταινιακή κεραία, με έλεγχο του σημείου επαφής ή με τη χρήση ενός μετασχηματιστή $\lambda/4$, και εύκολη στη μοντελοποίηση. Παρόλα αυτά καθώς αυξάνεται το πάχος του διηλεκτρικού, αυξάνονται και τα επιφανειακά κύματα καθώς επίσης και η παρασιτική ακτινοβολία από τη τροφοδοσία που έχουν ως αποτέλεσμα τη μείωση του εύρους συχνοτήτων. Στη τροφοδοσία με ομοαξονικό καλώδιο, ο εσωτερικός αγωγός συνδέεται στη μεταλλική ταινία (patch) ενώ ο εξωτερικός στο επίπεδο γείωσης. Και αυτή η μέθοδος είναι εύκολη στην υλοποίηση και την προσαρμογή και έχει χαμηλή παρασιτική ακτινοβολία. Παρουσιάζει το μειονέκτημα του μικρού εύρους συχνοτήτων και τη δύσκολη μοντελοποίηση ειδικά για διηλεκτρικά μεγάλου πάχους ($h > 0.02\lambda_0$). Τόσο η τροφοδοσία μέσω μικροταινιακής γραμμής όσο και με ομοαξονικό καλώδιο εισάγουν ασυμμετρίες οι οποίες οδηγούν στην ανάπτυξη ρυθμών μεγαλύτερης τάξης που έχουν ως αποτέλεσμα την εμφάνιση ακτινοβολίας με κάθετη πόλωση στο επιθυμητό επίπεδο (cross – polarized). Για να ξεπεραστούν αυτά τα προβλήματα χρησιμοποιούνται οι μέθοδοι τροφοδοσίας με σύζευξη μέσω διαφράγματος και με σύζευξη λόγω γειννίαςσης.

Η μέθοδος της σύζευξης μέσω διαφράγματος είναι η πιο δύσκολη απ' όλες στην υλοποίηση, έχοντας επίσης και στενό εύρος συχνοτήτων. Παρόλα αυτά είναι εύκολη στη μοντελοποίηση και έχει μέτρια παρασιτική ακτινοβολία. Υλοποιείται με τη χρήση δύο διηλεκτρικών τα οποία χωρίζονται από το επίπεδο γείωσης. Στο κάτω μέρος του χαμηλότερου διηλεκτρικού υπάρχει μία μικροταινιακή γραμμή τροφοδοσίας που

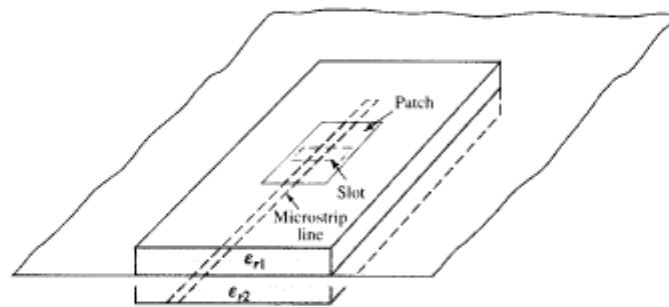
τροφοδοτεί με ενέργεια τη μεταλλική ταινία μέσω μιας οπής που υπάρχει στο επίπεδο γείωσης που χωρίζει τα δύο διηλεκτρικά. Συνήθως το κάτω υπόστρωμα έχει χαμηλή διηλεκτρική σταθερά, ενώ το πάνω είναι παχύ και με υψηλή διηλεκτρική σταθερά. Το επίπεδο γείωσης απομονώνει την τροφοδοσία από το στοιχείο ακτινοβολίας, ενώ παράλληλα ελαχιστοποιεί την επίδραση στη ποιότητα πόλωσης και στο διάγραμμα ακτινοβολίας της παρασιτικής ακτινοβολίας από το σύστημα τροφοδοσίας.



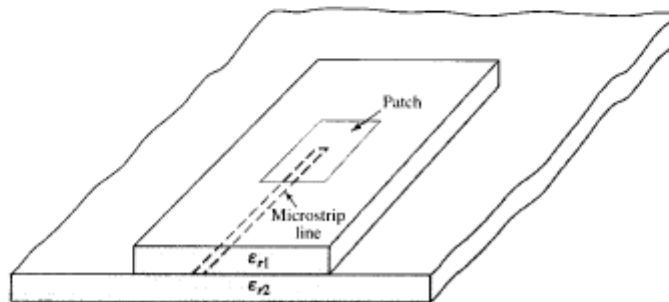
Τροφοδοσία με Μικροταινιακή Γραμμή



Τροφοδοσία με ομοαξονική πρόμπα



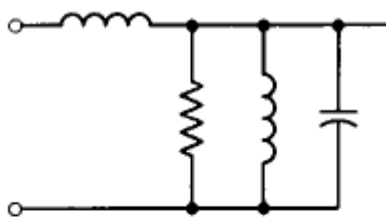
Τροφοδοσία με σύζευξη μέσω διαφράγματος



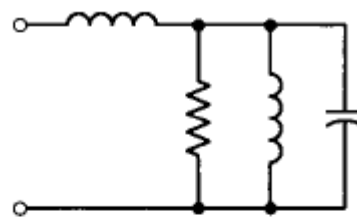
Τροφοδοσία με σύζευξη λόγω γειννίαςης

Σχήμα 2.3 Οι κυριότερες μέθοδοι τροφοδοσίας μικροταινιακών κεραιών [1]

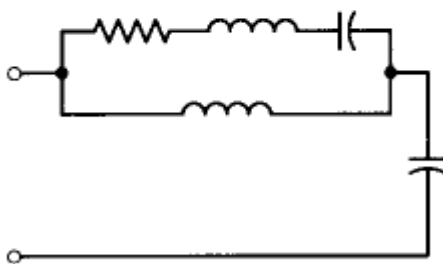
Όλα τα μέρη του συστήματος τροφοδοσίας (είδος υλικού, πάχος μικροταινιακής γραμμής, θέση τροφοδοσίας) επιλέγονται κατάλληλα για τη βελτιστοποίηση της απόδοσης. Η προσαρμογή πετυχαίνεται με την επιλογή του κατάλληλου πάχους για την μικροταινιακή γραμμή και μήκους της οπής στο επίπεδο γείωσης. Η τελευταία μέθοδος τροφοδοσίας, σύζευξη λόγω γειννίαςσης, παρέχει το μεγαλύτερο εύρος συχνοτήτων από τις τέσσερις, είναι εύκολη στη μοντελοποίηση και έχει χαμηλή παρασιτική ακτινοβολία. Αντίθετα είναι αρκετά δύσκολη η υλοποίησή της. Η σωστή προσαρμογή της στην κεραία επιτυγχάνεται με εκλογή του κατάλληλου μήκους γραμμής και του λόγου των παχών του μεταλλικού τεμαχίου και της γραμμής.



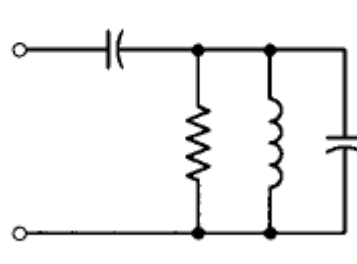
Μικροταινιακής Γραμμής



Ομοαξονικής πρόμπας



Σύζευξης μέσω διαφράγματος



Σύζευξης λόγω γειννίαςσης

Σχήμα 2.4 Ισοδύναμα κυκλώματα των τροφοδοσιών μικροταινιακών κεραιών [1]

2.3.4 Μέθοδοι ανάλυσης μικροταινιακών κεραιών

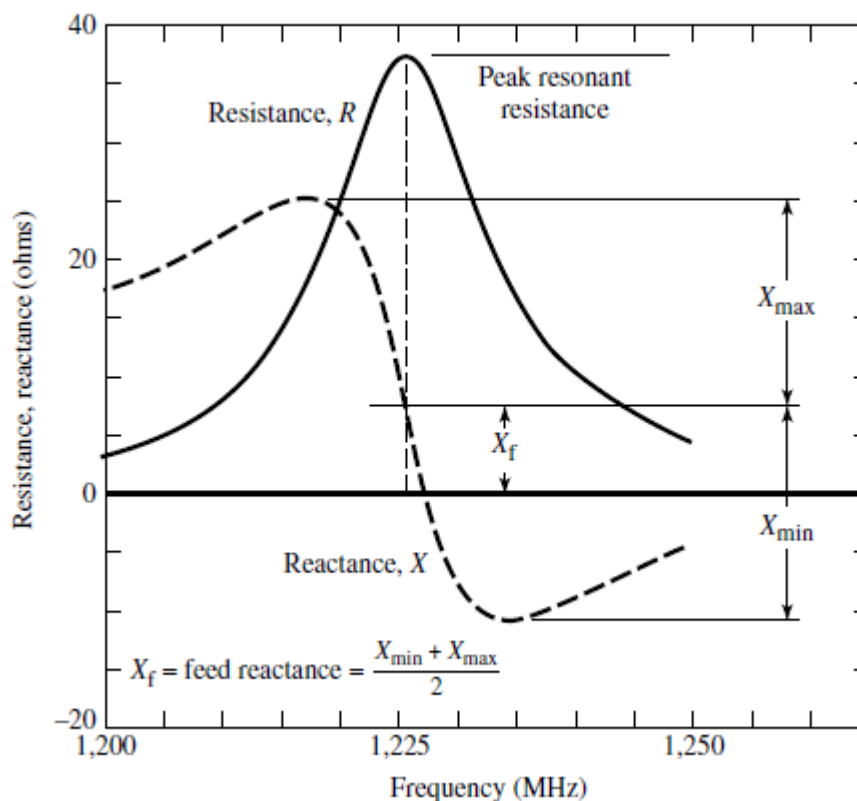
Στην ανάλυση των μικροταινιακών κεραιών χρησιμοποιούνται διάφορα μοντέλα τα οποία χωρίζονται σε δύο μεγάλες κατηγορίες. Τα προσεγγιστικά και τα ακριβή. Στην πρώτη κατηγορία ανήκουν τα μοντέλα της γραμμής μεταφοράς (transmission line model), του αντηχείου (cavity model), ενώ στη δεύτερη του πλήρους κύματος (full wave model) το οποίο περιλαμβάνει ολοκληρωτικές εξισώσεις και μέθοδο των ροπών. Το μοντέλο της γραμμής μεταφοράς είναι το πιο εύκολο απ' όλα, περιγράφει αρκετά καλά τη φυσική πλευρά της κεραίας αλλά δεν είναι αρκετά ακριβές και δεν περιγράφει σωστά το φαινόμενο της σύζευξης. Συγκρινόμενο με τη γραμμή μεταφοράς το μοντέλο αντηχείου είναι πιο ακριβές αλλά ταυτόχρονα και πιο πολύπλοκο χωρίς να παρουσιάζει βελτίωση στην περιγραφή της σύζευξης. Τέλος το μοντέλο πλήρους κύματος, όταν εφαρμόζεται σωστά, είναι πολύ ακριβές, προσαρμόσιμο και μπορεί να περιγράψει από απλά στοιχεία μέχρι στοιχειοκεραίες που αποτελούνται από πολύ μεγάλο αριθμό στοιχείων τα οποία είναι δυνατό να δημιουργούν ποικίλες διατάξεις. Λογικό είναι να αποτελεί και το πιο πολύπλοκο μοντέλο. Στο μοντέλο αυτό βασίζεται και το πρόγραμμα που χρησιμοποιήθηκε στη παρούσα εργασία το Advanced Design System (ADS) της Agilent.

2.3.5 Η σύνθετη αντίσταση εισόδου της μικροταινιακής κεραίας

Η σύνθετη αντίσταση εισόδου της μικροταινιακής κεραίας έχει άμεση εξάρτηση από τη θέση τροφοδοσίας της κεραίας. Γι' αυτό η επιλογή της θέσης τροφοδοσίας μιας μικροταινιακής κεραίας γίνεται προσεκτικά ώστε να επιτευχθεί η προσαρμογή της κεραίας στο σύστημα τροφοδοσίας. Τόσο το πραγματικό όσο και το μιγαδικό μέρος της σύνθετης αντίστασης μεταβάλλονται σε συνάρτηση με τη συχνότητα. Στην ιδανική περίπτωση παρουσιάζουν μία συμμετρία γύρω από την κεντρική συχνότητα, με την αντίδραση στη συχνότητα συντονισμού να ισούται με το μέσο όρο της μέγιστης - ελάχιστης τιμής της όπως φαίνεται και στο σχήμα 2.5.

Συνήθως η αντίσταση τροφοδοσίας είναι πολύ μικρή συγκρινόμενη με την αντίσταση συντονισμού για πολύ λεπτά υποστρώματα. Για υποστρώματα με μεγάλο πάχος όμως η αντίσταση παίρνει αρκετά σημαντική τιμή και θα πρέπει να λαμβάνεται

υπόψη στους υπολογισμούς κατά τη διαδικασία προσαρμογής αλλά και στον υπολογισμό της συχνότητας συντονισμού. Η μεταβολή της αντίστασης τροφοδοσίας σαν συνάρτηση της συχνότητας μπορεί να εξηγηθεί με τη βοήθεια του μοντέλου αντηχείου για ορθογώνια μικροταινιακή κεραία, όπου κάθε μία από τις τέσσερις πλευρές θεωρείται ως ένας αγώγιμος μαγνητικός τοίχος. Όσον αφορά την σύνθετη αντίσταση οι μαγνητικοί τοίχοι λαμβάνονται υπόψη στους υπολογισμούς αφού δημιουργούν πολλαπλά είδωλα, το ρεύμα των οποίων ρέει στην ίδια κατεύθυνση μ' αυτή της τροφοδοσίας.



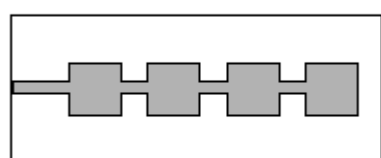
Σχήμα 2.5 Η μεταβολή του πραγματικού και του φανταστικού μέρους της σύνθετης αντίστασης εισόδου μιας ορθογωνικής μικροταινιακής κεραίας [1]

Όταν το σημείο τροφοδοσίας είναι μακριά από τα άκρα της κεραίας τα μαγνητικά πεδία των ειδώλων και της τροφοδοσίας δεν επικαλύπτονται. Έτσι η επαγωγή που σχετίζεται με την αποθηκευμένη μαγνητική ενέργεια σε μια περιοχή κοντά στη τροφοδοσία θα εξαρτάται κατά κύριο λόγο από το ρεύμα της τροφοδοσίας. Όταν όμως η τροφοδοσία βρίσκεται σε μία από τις πλευρές της μικροταινιακής κεραίας τότε η τροφοδοσία και το είδωλο που αντιστοιχεί σ' αυτή τη μαγνητική πλευρά συμπίπτουν. Αυτό έχει ως αποτέλεσμα το διπλασιασμό του αποθηκευμένου μαγνητικού πεδίου του ισοδύναμου κυκλώματος, και τον τετραπλασιασμό της

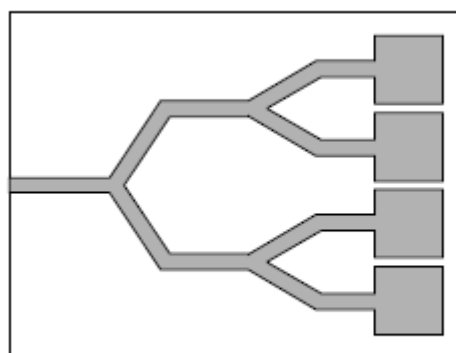
έντασης της μαγνητικής ενέργειας. Επειδή όμως ο όγκος της περιοχής ελέγχου είναι μόλις ο μισός σε σχέση μ' αυτόν που προκύπτει όταν η τροφοδοσία τοποθετείται μακριά από τις πλευρές, η αποθηκευμένη μαγνητική ένταση είναι διπλάσια απ' αυτή που θα υπήρχε αν είχαμε μόνο τη τροφοδοσία. Γι αυτό η επαγωγή και η αντίσταση είναι διπλάσιες απ' αυτές που προκύπτουν όταν η τροφοδοσία τοποθετείται μακριά από τις πλευρές της μικροταινιακής κεραίας. Στην περίπτωση που η τροφοδοσία της κεραίας τοποθετηθεί σε μία από τις γωνίες της, με παρόμοιο συλλογισμό προκύπτει ότι επαγωγή και η αντίσταση είναι πλέον τετραπλάσια. Συμπερασματικά λοιπόν η μεγαλύτερη αντίσταση προκύπτει όταν η τροφοδοσία τοποθετείται σε μία από τις γωνίες της κεραίας ενώ η μικρότερη όταν η τροφοδοσία βρίσκεται μακριά από τις πλευρές της κεραίας.

2.3.6 Μέθοδοι τροφοδοσίας στοιχειοκεραιών με μικροταινιακά στοιχεία

Όπως έχει αναφερθεί οι μικροταινιακές κεραίες χρησιμοποιούνται και ως στοιχεία στοιχειοκεραιών. Σκοπός της δημιουργίας των στοιχειοκεραιών είναι η επίτευξη συγκεκριμένου διαγράμματος ακτινοβολίας, κατευθυντικότητα καθώς και άλλων παραμέτρων που είναι αδύνατο να επιτευχθούν με τη χρήση ενός και μόνου στοιχείου. Τα στοιχεία είναι δυνατό να τροφοδοτούνται με μία και μόνο μικροταινιακή γραμμή, όπως φαίνεται στο σχήμα 2.6α ή από πολλές μικροταινιακές γραμμές οι οποίες σχηματίζουν ένα δίκτυο όπως φαίνεται στο σχήμα 2.6β.



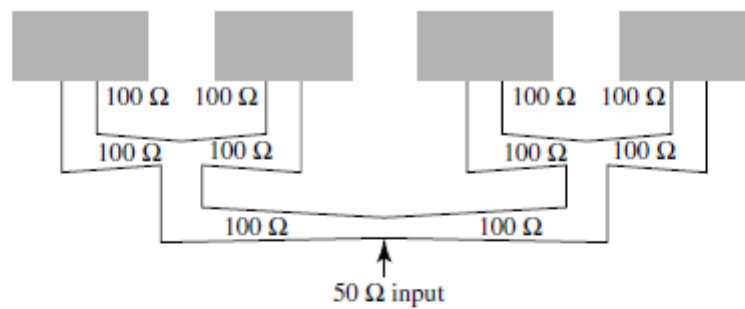
α) Σειριακή διάταξη



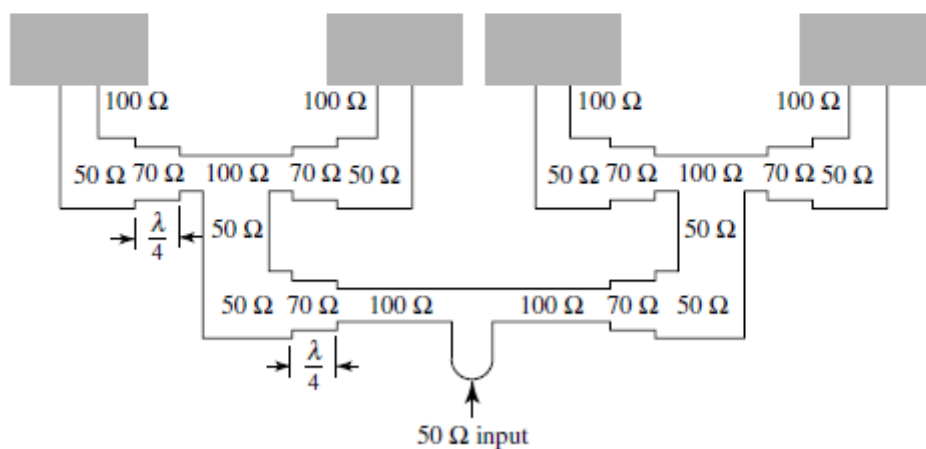
β) Σύνθετη διάταξη

Σχήμα 2.6 Τροφοδοσία μικροταινιακών κεραιών με χρήση μικροταινιακών γραμμών [1]

Το πρώτο αναφέρεται ως σειριακό δίκτυο τροφοδοσίας (series-feed network) και το δεύτερο ως σύνθετο δίκτυο τροφοδοσίας (corporate-feed network). Το σύνθετο δίκτυο τροφοδοσίας χρησιμοποιείται και για διαίρεση ισχύος της τάξης του 2n (όπου $n=2, 4, 8, 16$ κ.τ.λ.). Αυτό επιτυγχάνεται με την χρήση διαβαθμισμένων γραμμών (γραμμές των οποίων η αντίσταση μειώνεται σταδιακά), για τη προσαρμογή των στοιχείων 100Ω με το δίκτυο των 50Ω σχήμα 2.7α, ή με την χρήση μετασχηματιστών $\lambda/4$ σχήμα 2.7β.



α) Διαβαθμισμένες γραμμές

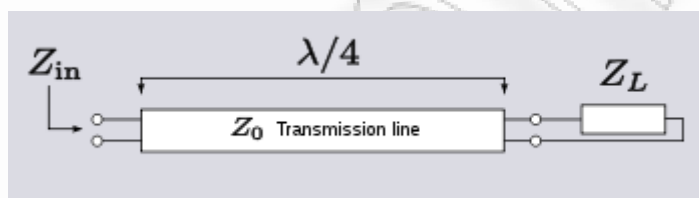


β) Μετασχηματιστής $\lambda/4$

Σχήμα 2.7 Προσαρμογή με χρήση διαβαθμισμένων γραμμών ή με μετασχηματιστές $\lambda/4$ [1]

2.3.7 Μετασχηματιστής τετάρτου-μήκους κύματος $\lambda/4$ και προσαρμογή αντίστασης

Σχεδόν σε όλες τις εφαρμογές γραμμών μεταφοράς, απαιτείται το φορτίο να ισοδυναμεί (σε μεγαλύτερο ή μικρότερο βαθμό) με την γραμμή. Σαν γενικός κανόνας, αυτό περιλαμβάνει τον συντονισμό πέρα από την ανεπιθύμητη αντίσταση φορτίου (αν υπάρχει) και τον μετασχηματισμό της εμπέδησης που προκύπτει στην τιμή που απαιτείται. Η γραμμή τετάρτου-μήκους κύματος παρέχει μοναδικές δυνατότητες για μετασχηματισμό εμπέδησης μέχρι τις υψηλότερες συχνότητες, και είναι συμβατή με τις γραμμές μεταφοράς.



Σχήμα 2.8 Προσαρμογή αντίστασης με μετασχηματιστή $\lambda/4$

$$\frac{Z_{in}}{Z_0} = \frac{Z_0}{Z_L}$$

Από τη παραπάνω σχέση φαίνεται ότι η εμπέδηση στην είσοδο μιας τετάρτου μήκους κύματος γραμμής εξαρτάται από την εμπέδηση του φορτίου (η οποία είναι σταθερή για οποιοδήποτε φορτίο σε μια σταθερή συχνότητα) και τη χαρακτηριστική εμπέδηση της γραμμής μεταφοράς διασύνδεσης. Αν αυτό το Z_0 μπορεί να μεταβάλλεται, η εμπέδηση που βλέπουμε στην είσοδο στον $\lambda/4$ μετασχηματιστή θα μεταβάλλεται αντίστοιχα και το φορτίο θα είναι ισοδύναμο με την χαρακτηριστική εμπέδηση της κύριας γραμμής. Αυτό ισοδυναμεί με την αλλαγή της σειράς του λόγου του μετασχηματιστή για να προκύψει μια συγκεκριμένη τιμή στην αντίσταση εισόδου για οποιαδήποτε αντίσταση φορτίου.

Ο μετασχηματιστής τετάρτου κύματος έχει μήκος $\lambda/4$ μόνο σε μια συχνότητα. Επομένως είναι αρκετά ανεξάρτητος της συχνότητας και σε αυτό το σημείο είναι αρκετά παρόμοιος με ένα συντονισμένο high-Q κύκλωμα. Η διαφορά ανάμεσα στον

μετασχηματιστή γραμμής μεταφοράς και ένα συνηθισμένο συντονισμένο μετασχηματιστή έχει σχέση με την κατασκευή τους, ενώ η πρακτική τους συμπεριφορά είναι ίδια. Αυτή η ιδιότητα κάνει τον μετασχηματιστή τετάρτου κύματος χρήσιμο σαν φίλτρο, ώστε να μην φτάνουν ανεπιθύμητες συχνότητες στη κεραία. Αντίθετα, αν απαιτείται εφαρμογή αντίστασης ευρείας ζώνης, ο μετασχηματιστής πρέπει να κατασκευαστεί από καλώδιο υψηλής αντίστασης για να μειωθεί το Q , αυξάνοντας έτσι το εύρος ζώνης.

2.3.8 Γραμμή μισού-μήκους κύματος $\lambda/2$

Ο μετασχηματιστής μισού μήκους κύματος έχει την ιδιότητα ότι η αντίσταση εισόδου του ισούται με την αντίσταση του φορτίου που τοποθετείται στο τέλος της γραμμής μισού κύματος. Αυτή η ιδιότητα είναι ανεξάρτητη από την χαρακτηριστική αντίσταση της γραμμής, αλλά εξαρτάται από την συχνότητα.

Υπάρχουν πολλά πλεονεκτήματα από αυτή την ιδιότητα. Για παράδειγμα, συχνά δεν είναι πρακτικό να γίνεται άμεση μέτρηση της αντίστασης του φορτίου. Σε μια τέτοια περίπτωση, η αντίσταση μπορεί να μετρηθεί κατά μήκος της γραμμής μεταφοράς που συνδέεται στο φορτίο, σε απόσταση που είναι μισού μήκους κύματος (ή ολόκληρος αριθμός από μισά μήκη κύματος) από το φορτίο. Αν μια κλειστού κυκλώματος μισού μήκους κύματος γραμμή μεταφοράς συνδεθεί με την κύρια γραμμή, η δεύτερη θα γίνει στο σημείο αυτό βραχυκύκλωμα, αλλά μόνο στη συχνότητα που η παράλληλη γραμμή είναι μισού μήκους κύματος. Αυτή η συχνότητα δεν θα περάσει το σημείο αυτό, αλλά θα το περάσουν άλλες συχνότητες, ειδικά αν είναι πολύ απομακρυσμένες από την αρχική συχνότητα. Έτσι η κλειστού κυκλώματος παράλληλη μισού μήκους κύματος γραμμή μεταφοράς έχει γίνει ένα φίλτρο αποκοπής ζώνης. Τέλος, αν είναι γνωστή η συχνότητα του σήματος, μια κλειστού κυκλώματος γραμμή μεταφοράς μπορεί να συνδεθεί με την γεννήτρια αυτής της συχνότητας, και μπορεί να μετρηθεί με μεγάλη ακρίβεια το μισό του μήκους κύματος πάνω σε αυτή την γραμμή. Γνωρίζοντας την συχνότητα και το μήκος κύματος, μπορεί να υπολογιστεί η ταχύτητα του κύματος πάνω στην γραμμή. Έτσι μπορεί να προσδιοριστεί ο παράγοντας της ταχύτητας και η διηλεκτρική σταθερά του μονωτικού.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 3

ΣΧΕΔΙΑΣΗ ΜΙΚΡΟΚΥΜΑΤΙΚΩΝ ΣΤΟΙΧΕΙΟΚΕΡΑΙΩΝ

3.1 Εισαγωγή

Στο παρακάτω κεφάλαιο θα παρουσιαστούν οι σχεδιάσεις και οι προσομοιώσεις διαφόρων μικροταινιακών στοιχειοκεραιών στα 2,4GHz. Στην αρχή έγινε η σχεδίαση μίας κεραίας με ένα μόνο στοιχείο, η οποία ήταν ο οδηγός μας για την προσθήκη και άλλων στοιχείων μέχρι τη σχεδίαση δύο κεραιών με 16 στοιχεία διαφορετικής τοπολογίας μεταξύ τους.

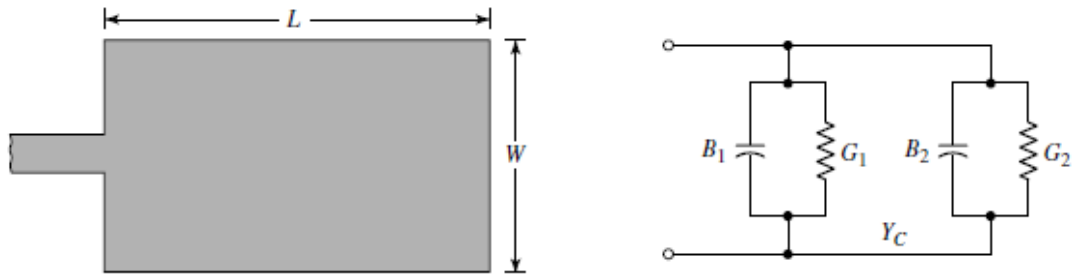
Η πρώτη εκτίμηση για τις αρχικές διαστάσεις του μικροταινιακού στοιχείου έγινε με τη χρήση της προσεγγιστικής μεθόδου της γραμμής μεταφοράς, μιας και με τη συγκεκριμένη μέθοδο προκύπτουν εύκολα οι αρχικές διαστάσεις μιας ορθογωνικής μικροταινιακής κεραίας.

3.2 Σχεδιασμός ορθογωνικής μικροταινιακής κεραίας

3.2.1 Το μοντέλο γραμμής μεταφοράς

Πριν γίνει η εφαρμογή των σχέσεων που προκύπτουν από την ανάλυσή των μικροταινιακών κεραιών με το μοντέλο της γραμμής μεταφοράς, γίνεται μία σύντομη περιγραφή του.

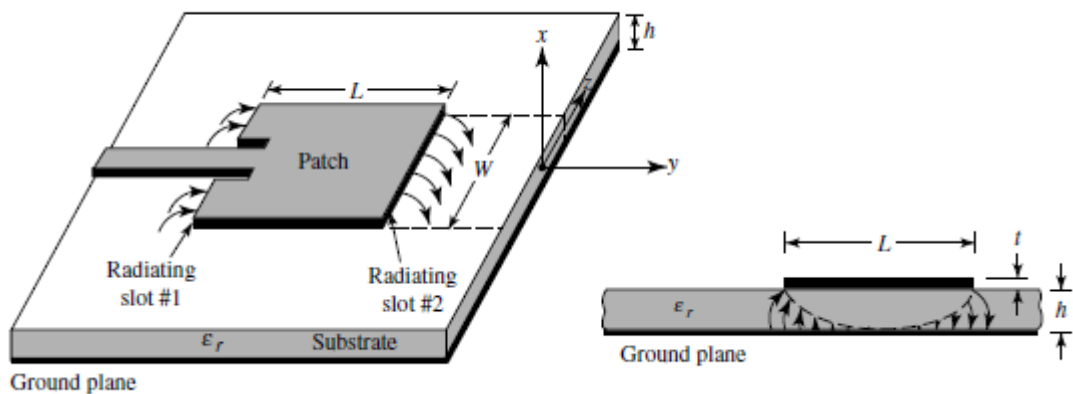
Το μοντέλο γραμμής μεταφοράς αντιμετωπίζει την ορθογωνική μικροταινιακή κεραία σαν δύο παράλληλες ακτινοβολούσες σχισμές οι οποίες βρίσκονται στα άκρα μιας γραμμής μεταφοράς με χαμηλή σύνθετη αντίσταση Z και μήκος L . Έτσι για την ορθογωνική μικροταινιακή κεραία του σχήματος 3.1(α) το ισοδύναμο κύκλωμα που προκύπτει από τη χρήση του μοντέλου γραμμής μεταφοράς παρουσιάζεται στο σχήμα 3.1(β).



α) Ορθογωνιακή μικροταινιακή κεραία β) Ισοδύναμο κύκλωμα γραμμής μεταφοράς

Σχήμα 3.1 Ορθογωνιακή μικροταινιακή κεραία και ισοδύναμο κύκλωμα που προκύπτει με τη μέθοδο του μοντέλου γραμμής μεταφοράς [1]

Κάθε άκρο εμφανίζεται με ένα πυκνωτή και μία αγωγιμότητα συνδεδεμένα παράλληλα. Ο πυκνωτής εκφράζει την αποθηκευμένη ενέργεια ενώ η αγωγιμότητα την ακτινοβολούμενη ενέργεια. Όπως φαίνεται και από το σχήμα 3.2 η καμπύλωση των γραμμών του πεδίου στις ακμές του ακτινοβολητή έχει ως αποτέλεσμα κάποιες απ' αυτές να βρίσκονται εκτός διηλεκτρικού.



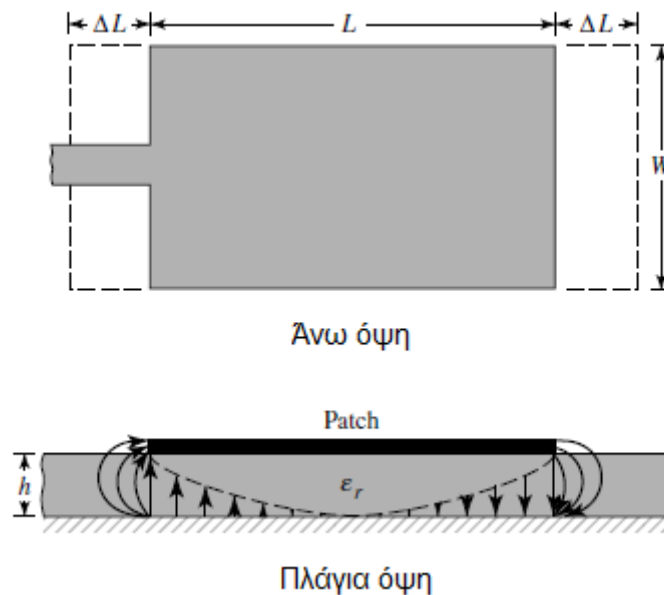
Σχήμα 3.2 Η γεωμετρία της ορθογωνιακής μικροταινιακής κεραίας και οι πεδιακές γραμμές [1]

Όσο αυξάνει ο λόγος W/h και το ϵ_r τόσο οι γραμμές συγκεντρώνονται εντός του διηλεκτρικού. Το γεγονός της διάδοσης κάποιων κυμάτων εντός του διηλεκτρικού και κάποιων στον αέρα μας αναγκάζει να θεωρήσουμε μία ενεργό διηλεκτρική σταθερά ϵ_{reff} η οποία λαμβάνει υπόψη την καμπύλωση των πεδιακών γραμμών και τη διάδοση

των κυμάτων στη γραμμή. Για μία μικροταινιακή κεραία με αέρα πάνω από το υπόστρωμα ισχύει $1 < \epsilon_{reff} < \epsilon_r$. Εδώ πρέπει να σημειωθεί ότι πρώτον καθώς το ϵ_r αυξάνει, το ϵ_{reff} πλησιάζει την τιμή του ϵ_r και δεύτερον ότι η ενεργός διηλεκτρική σταθερά εξαρτάται και από την συχνότητα, αφού όσο αυξάνεται η συχνότητα παρατηρείται συσπίρωση των πεδιακών γραμμών εντός του διηλεκτρικού υποστρώματος. Η ενεργός διηλεκτρική σταθερά δίνεται από την ακόλουθη σχέση:

$$\epsilon_{reff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left[1 + 12 \frac{h}{W} \right]^{-1/2} \quad (3.1)$$

Η καμπύλωση των πεδιακών γραμμών στις ακμές της κεραίας έχει ως αποτέλεσμα και την αύξηση των ηλεκτρικών διαστάσεων της κεραίας σε σχέση με τις φυσικές της διαστάσεις. Στο σχήμα 3.3 παρουσιάζεται η αύξηση του μήκους για το επίπεδο-E.



Σχήμα 3.3 Φυσικό και ενεργό μήκος μιας ορθογωνικής μικροταινιακής κεραίας [1]

όπου το μήκος L της κεραίας έχει αυξηθεί και στις δύο πλευρές κατά ΔL . Η αύξηση του μήκους εξαρτάται από την ενεργό διηλεκτρική σταθερά ϵ_{reff} και από τον λόγο W/h .

Είναι

$$\frac{\Delta L}{h} = 0,412 \frac{(\epsilon_{reff} + 0,3) \left(\frac{W}{h} + 0,264 \right)}{(\epsilon_{reff} - 0,258) \left(\frac{W}{h} + 0,8 \right)} \quad (3.2)$$

Εφόσον το μήκος αυξάνεται και στις δύο πλευρές κατά ΔL το ενεργό μήκος της τυπωμένης κεραίας θα είναι

$$L_{eff} = L + 2\Delta L \quad (3.3)$$

Το πλάτος W της ορθογωνικής μικροταινιακής κεραίας συνδέεται με την διηλεκτρική σταθερά και τη συχνότητα συντονισμού σύμφωνα με την σχέση

$$W = \frac{C}{2f} \sqrt{\frac{2}{\epsilon_r + 1}} \quad (3.4)$$

όπου C είναι η ταχύτητα του φωτός (3×10^8 m/sec) και f είναι η συχνότητα συντονισμού της κεραίας.

3.2.2 Σχεδίαση αρχικής μικροτυπωμένης κεραίας

Για την κατασκευή μιας μικροτυπωμένης κεραίας απαιτούνται να είναι γνωστές τρεις παράμετροι. Η συχνότητα συντονισμού ή λειτουργίας της κεραίας f_0 , η διηλεκτρική σταθερά του υποστρώματος της κεραίας ϵ_r και το πάχος του διηλεκτρικού υποστρώματος της κεραίας h . Επίσης απαιτείται να είναι γνωστό και το πάχος του αγωγού (μετάλλου) αλλά επειδή η διάστασή του είναι πολύ μικρή θεωρείται αμελητέα στους υπολογισμούς. Το πάχος του αγωγού που επιλέχτηκε είναι 35 μ m και η εφαπτομένη απωλειών $\text{TanD}=0,001$. Οι τιμές για τις τρεις παραπάνω παραμέτρους ορίστηκαν ως εξής :

- $f_0=2,4$ GHz
- $\epsilon_r=4,60$
- $h=1,5$ mm

Οι υπολογισμοί της κεραίας υλοποιήθηκαν πρώτα με το χέρι με το μοντέλο της γραμμής μεταφοράς (transmission line model) και ακολούθως επιβεβαιώθηκαν με την χρήση προγράμματος εξομοίωσης της κεραίας. Το πρόγραμμα αυτό είναι το ADS Momentum της εταιρίας Agilent το οποίο για τον υπολογισμό της κεραίας χρησιμοποιεί την μέθοδο των ροπών (method of moments).

Υπολογισμός του πλάτους (W width) τις κεραίας:

$$W = \frac{c}{2f_0 \sqrt{\frac{\epsilon_r + 1}{2}}} \quad (3.5)$$

Για $c=3 \cdot 10^8$ m/s , $\epsilon_r=4,6$ και $f_0=2,40$ GHz $W= 37,35$ mm

Υπολογισμός της αποτελεσματικής διηλεκτρικής σταθεράς ϵ_{reff} (relative effective dielectric constant) τις κεραίας:

$$\epsilon_{\text{reff}} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \cdot \left(1 + 12 \cdot \frac{h}{W}\right)^{-\frac{1}{2}} \quad (3.6)$$

Για $\epsilon_r=4,60$, $W= 37,35$ mm και $h=1,50$ mm $\epsilon_{\text{reff}}=4,57$

Η μικροτυπωμένη κεραία ,ηλεκτρικά είναι μεγαλύτερη σε διαστάσεις L_{eff} (effective length) από ότι είναι οι φυσικές της διαστάσεις L .

Υπολογισμός της διαστάσεις L_{eff} (effective length) της κεραίας:

$$L_{\text{eff}} = \frac{c}{2f_0 \sqrt{\epsilon_{\text{reff}}}} \quad (3.7)$$

Για $\epsilon_{\text{reff}}=4,57$, $f_0=2,40$ GHz και $c=3 \cdot 10^8$ m/s $L_{\text{eff}}=29,24$ mm

Υπολογισμός της μεγέθυνσης της κεραίας κατά $2 \cdot \Delta L$ (ΔL - length extension) :

$$\Delta L = 0.412h \frac{(\epsilon_{\text{reff}} + 0.3) \left(\frac{W}{h} + 0.264\right)}{(\epsilon_{\text{reff}} - 0.258) \left(\frac{W}{h} + 0.8\right)} \quad (3.8)$$

Για $\epsilon_{\text{reff}}=4,57$, $W= 37,35$ mm και $h=1,50$ mm $\Delta L=0,68$ mm

Υπολογισμός φυσικού μήκους κεραίας L :

$$L = L_{\text{eff}} - 2\Delta L \quad (3.9)$$

Για $L_{\text{eff}}=29,24$ mm, $\Delta L=0,68$ mm, $L=27,87$ mm

Στο σημείο αυτό έχουν υπολογιστεί οι διαστάσεις της κεραίας. Ακολούθως υπολογίζεται η αντίσταση εισόδου της κεραίας προκειμένου να γίνει προσαρμογή σε γραμμή μεταφοράς 50Ω.

Υπολογισμός εμπέδησης εισόδου Z_a της μικροτυπωμένης κεραίας για το άκρο που εκπέμπει:

$$Z_a = 90 \cdot \frac{\epsilon_r^2}{\epsilon_r - 1} \cdot \left(\frac{L}{W}\right)^2 \quad (3.10)$$

Για $L=27,87\text{mm}$, $\epsilon_r=4,6$ και $W=37,35\text{mm}$ $Z_a=294,54\Omega$

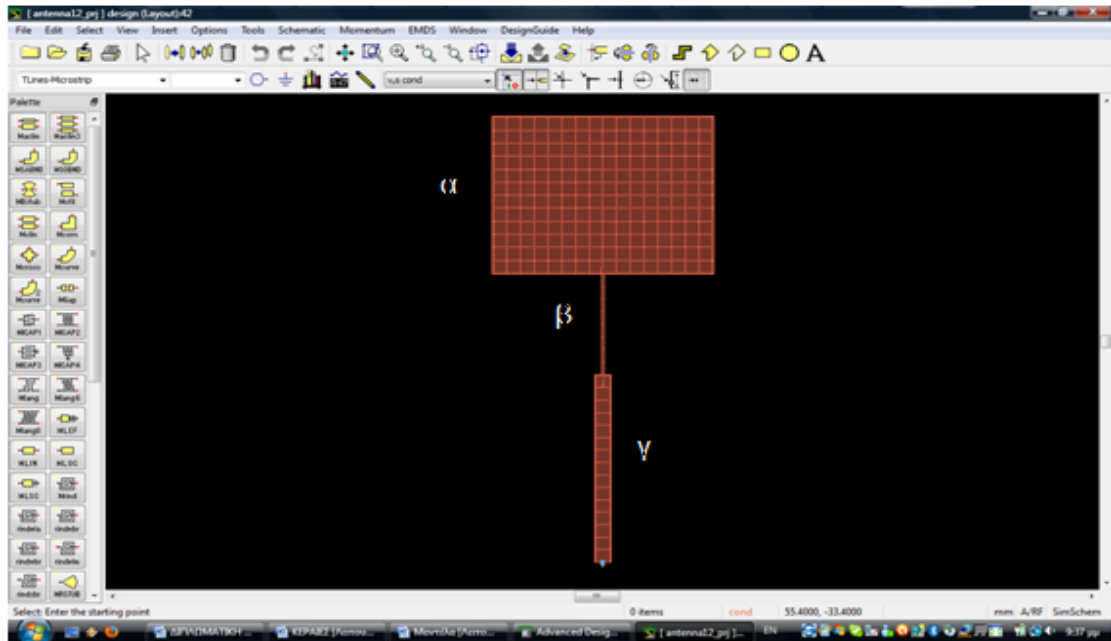
Στο επόμενο βήμα γίνεται προσαρμογή εμπέδησης στα 50Ω μέσω ενός μετασχηματιστή ενός τετάρτου του μήκους κύματος (Quarter-Wavelength Transformer).

$$Z_T = \sqrt{50 \cdot Z_a} \quad (3.11)$$

Για $Z_a=294,54\Omega$ $Z_T=121,35\Omega$

Οι μαθηματικοί τύποι που χρησιμοποιήθηκαν με βάση το μοντέλο της γραμμής μεταφοράς για την σχεδίαση της κεραίας περιέχουν κάποιες προσεγγίσεις και ανοχές οι οποίες δεν ενδείκνυνται για ακρίβεια στην σχεδίαση της κεραίας, αλλά για μια αρχική σχεδίαση της κεραίας στην συχνότητα συντονισμού που είναι επιθυμητή. Ακολούθως οι διαστάσεις της κεραίας βελτιστοποιούνται κατόπιν διαδοχικών δοκιμών και προσομοιώσεων μέσω του προγράμματος momentum της Agilent έπειτα από διαδοχικές δοκιμές και διορθώσεις ώστε στην επιθυμητή συχνότητα συντονισμού η εμπέδηση εισόδου να είναι 50Ω.

Το υπόστρωμα που θα χρησιμοποιηθεί για την κατασκευή έχει τα εξής χαρακτηριστικά: $\epsilon_r=4,6$, $H=1,5\text{mm}$, $T=35\mu\text{m}$. Το συγκεκριμένο patch (Σχήμα 3.4) μαζί με τη γραμμή τροφοδοσίας του θα χρησιμοποιηθεί για την δημιουργία όλων των υπόλοιπων κεραιών.



Σχήμα 3.4 Τυπωμένο κύκλωμα πρότυπης μικροταινιακής στοιχειοκεραίας

Οι διαστάσεις του patch (α) είναι: $W_{\alpha}= 36,5\text{mm}$ και $L_{\alpha}= 28,17\text{mm}$.

Η εμπέδηση στο σημείο εισόδου της κεραίας είναι $Z_{\alpha}=252 \Omega$.

Για τον υπολογισμό του μετασχηματιστή $\lambda/4$ θα χρησιμοποιηθεί ο τύπος:

$$Z_0^2 = Z_{IN} \cdot Z_{OUT} \rightarrow Z_{\beta} = \sqrt{50 \cdot Z_{\alpha}}$$

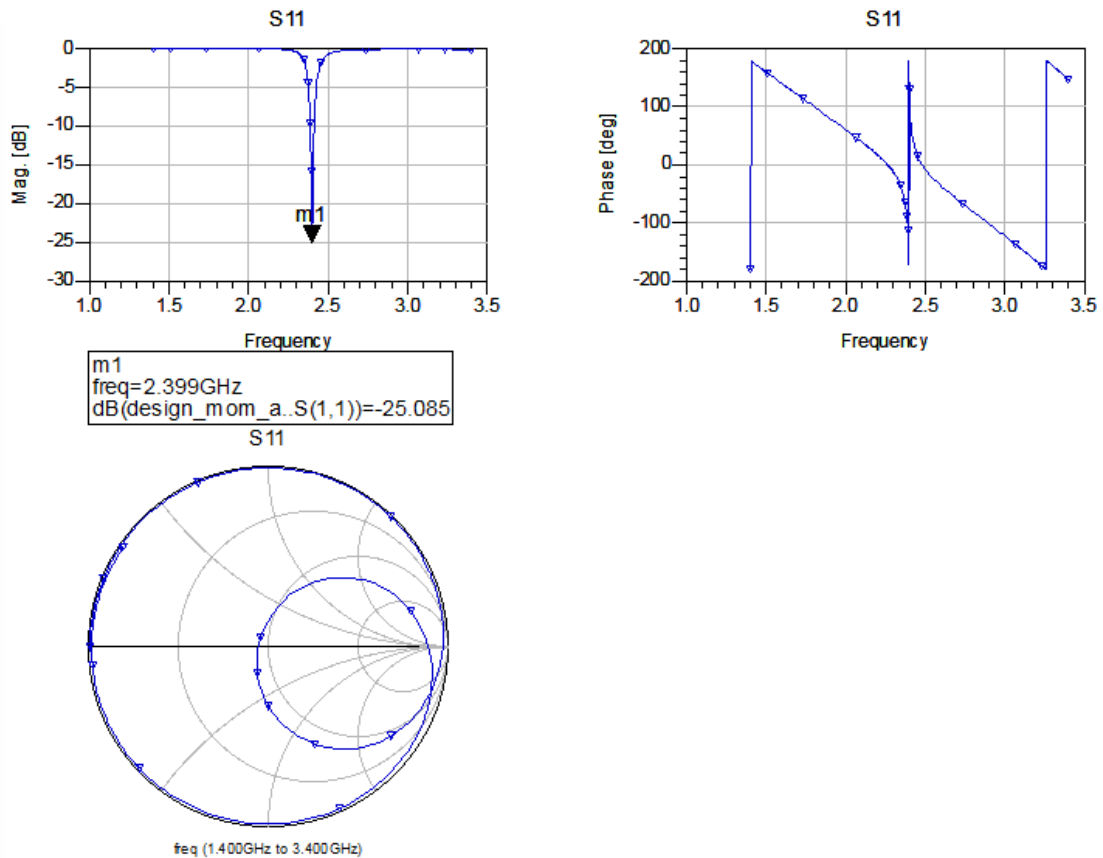
Για $Z_{\alpha}=252\Omega$, $Z_{\beta}=112\Omega$

Επομένως οι διαστάσεις του μετασχηματιστή $\lambda/4$ (β) είναι: $W_{\beta}=0,4\text{mm}$ $L_{\beta}=17,93\text{mm}$.

Οι διαστάσεις του ακροδέκτη (γ) των 50Ω είναι $W_{\gamma}=2,73\text{mm}$ $L_{\gamma}=33,50\text{mm}$.

Οι συνολικές διαστάσεις της κεραίας είναι: $X=36,5\text{mm}$ και $Y= 79,6\text{mm}$.

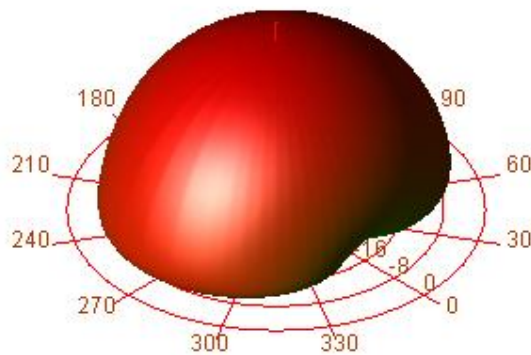
Ο συντελεστής ανάκλασης της κεραίας φαίνεται έπειτα από την προσομοίωση στο Momentum.



Σχήμα 3.5 Συντελεστής ανάκλασης πρότυπης μικροταινιακής στοιχειοκεραίας, μέτρο και φάση και απεικόνιση τους σε χάρτη Smith

Το μέτρο του συντελεστή ανάκλασης S_{11} , είναι αρκετά χαμηλό $|S_{11}| < -20dB$, ενώ η φάση του είναι μηδενική. Πράγμα που δηλώνει ότι έχουμε πολύ καλή προσαρμογή στα 50Ω και η όλη η ενέργεια της κεραίας θα εκπεμφθεί με ελάχιστες απώλειες λόγω ανάκλασης.

Στη συνέχεια ακολουθεί το τρισδιάστατο διάγραμμα ακτινοβολίας της κεραίας (Σχήμα 3.6). Τέλος από τη προσομοίωση της κεραίας το πρόγραμμα μας δίνει ένα πίνακα με τα βασικά χαρακτηριστικά της, όπως η ενεργός γωνία ακτινοβολίας (effective angle), η κατευθυντικότητα και το κέρδος.



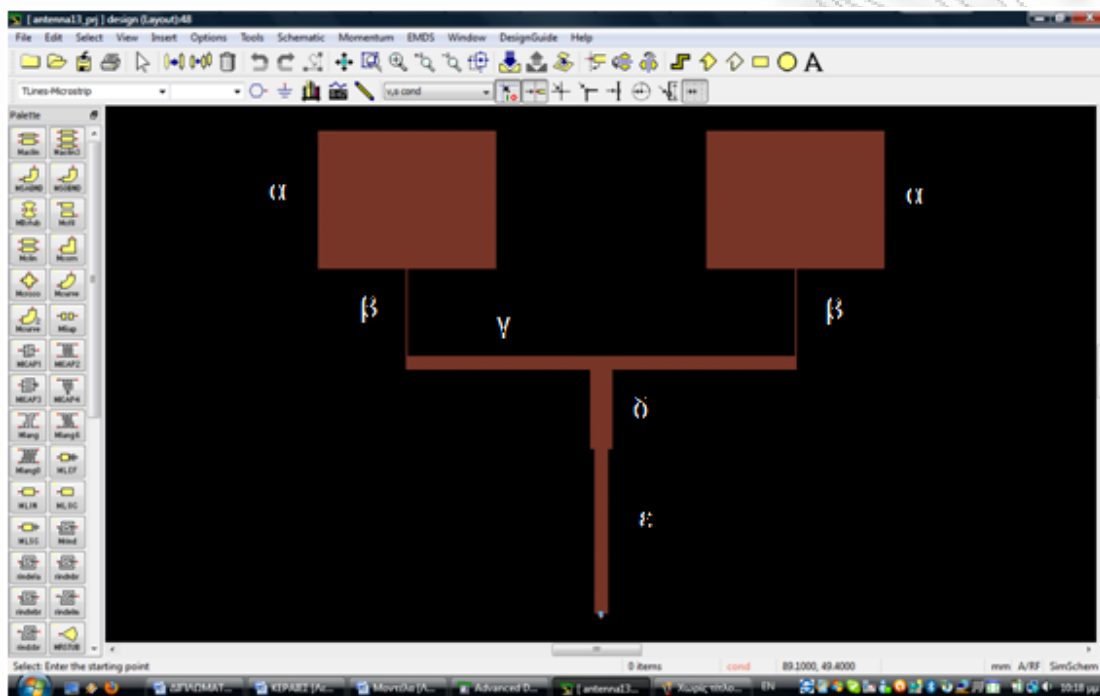
Σχήμα 3.6 Τρισδιάστατο διάγραμμα ακτινοβολίας πρότυπης μικροταινιακής στοιχειοκεραίας

Power radiated (Watts)	0.00207319	
Effective angle (Steradians)	2.74432	
Directivity(dB)	6.60775	
Gain (dB)	5.81446	
Maximim intensity (Watts/Steradian)	0.000755447	
Angle of U Max (theta, phi)	9	270
E(theta) max (mag,phase)	0.754453	-25.4916
E(phi) max (mag,phase)	2.38577e-06	18.4349
E(x) max (mag,phase)	2.38577e-06	18.4349
E(y) max (mag,phase)	0.745165	154.508
E(z) max (mag,phase)	0.118023	154.508

Σχήμα 3.7 Βασικά χαρακτηριστικά πρότυπης μικροταινιακής στοιχειοκεραίας

3.2.3 Σχεδίαση κεραίας δύο στοιχείων

Στο παρακάτω σχήμα (3.8) φαίνεται το τυπωμένο κύκλωμα μιας μικροταινιακής κεραίας με δύο στοιχεία. Τα στοιχεία έχουν προέλθει από την παραπάνω πρότυπη κεραία, προσθέτοντας δικτύωμα τροφοδοσίας, προσαρμογή στα 50Ω και ακροδέκτη.



Σχήμα 3.8 Τυπωμένο κύκλωμα μικροταινιακής κεραίας δύο στοιχείων

Με διαδοχικές δοκιμές και διορθώσεις έγινε βελτιστοποίηση της οριζόντιας απόστασης των κεραιών στο διάστημα $\lambda/2 < d < \lambda$ ώστε να επιτευχθεί μέγιστο κέρδος χωρίς ωστόσο να διαιρεθεί ο κύριος λοβός ακτινοβολίας. Για το λόγο αυτό επιλέχθηκαν στοιχεία γραμμής 50Ω τα οποία ανεξάρτητα από το μήκος τους δεν επιφέρουν μεταβολή στην εμπέδηση του σημείου τροφοδοσίας της κεραίας.

Οι διαστάσεις του κάθε patch (α) είναι: $W_\alpha = 36,5\text{mm}$ και $L_\alpha = 28,17\text{mm}$.

Οι διαστάσεις του μετασχηματιστή $\lambda/4$ (β) είναι: $W_\beta = 0,4\text{mm}$ $L_\beta = 17,93\text{mm}$

Η γραμμή (γ) των 50Ω είναι διαστάσεων $W_\gamma = 2,73\text{mm}$ $L_\gamma = 79,97\text{mm}$

Η εμπέδηση του τμήματος (δ) θα είναι:

$$Z_0^2 = Z_{IN} \cdot Z_{OUT} \rightarrow Z_\delta = \sqrt{\frac{Z_Y}{2} \cdot Z_\epsilon}$$

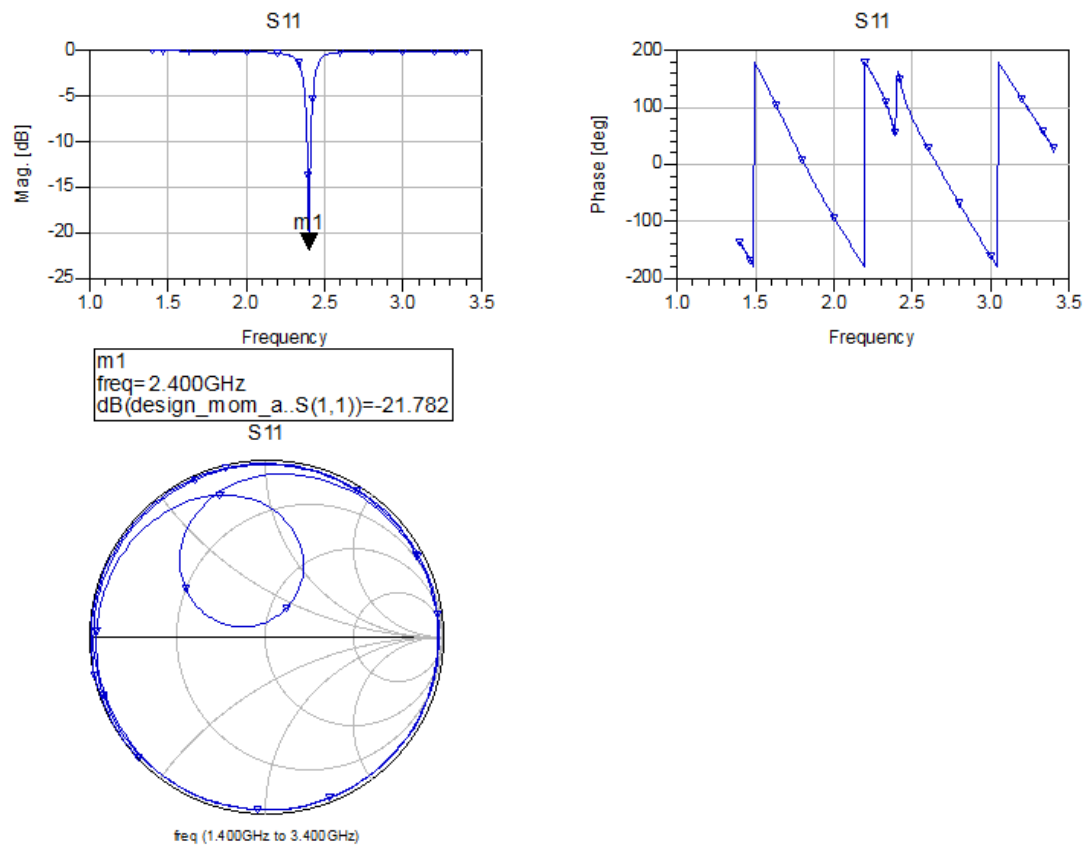
Για $Z_Y = 50\Omega$ και $Z_\epsilon = 50\Omega$, είναι $Z_\delta = 35,35\Omega$

Επομένως έχουμε $W_\delta = 4,71\text{mm}$ $L_\delta = 16,29\text{mm}$

Οι διαστάσεις του ακροδέκτη (ϵ) των 50Ω είναι $W_\epsilon = 2,73\text{mm}$ $L_\epsilon = 33,50\text{mm}$

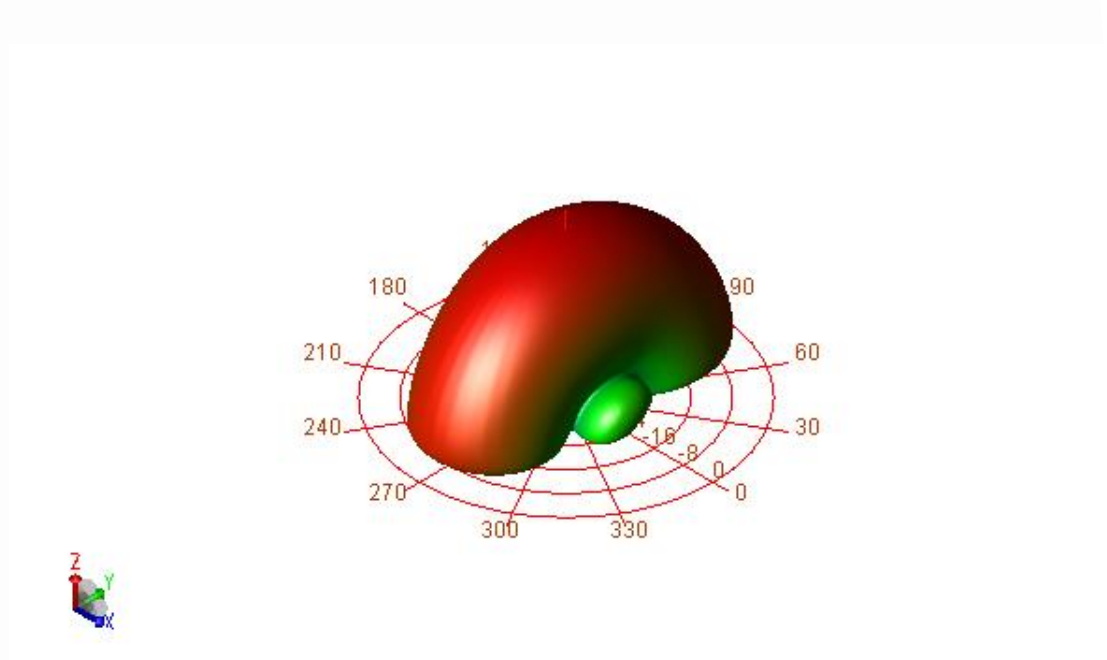
Οι συνολικές διαστάσεις της κεραίας είναι: $X = 116,07\text{mm}$ και $Y = 98,52\text{mm}$.

Ακολουθεί η προσομοίωση στο Momentum, όπου φαίνεται ο συντελεστής ανάκλασης και η φάση της κεραίας.



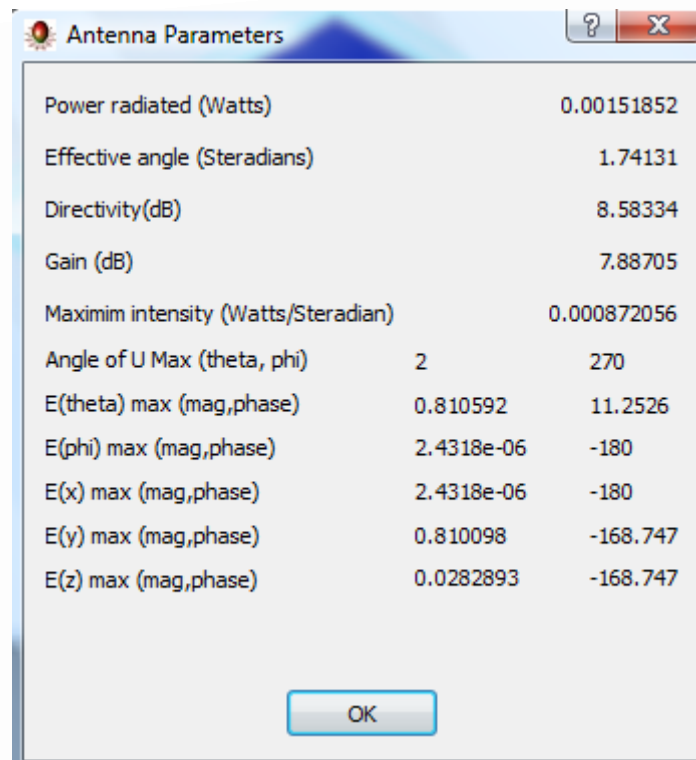
Σχήμα 3.9 Συντελεστής ανάκλασης και φάση μικροταινιακής κεραίας δύο στοιχείων

Έπειτα βλέπουμε το τρισδιάστατο διάγραμμα ακτινοβολίας της κεραίας.



Σχήμα 3.10 Τρισδιάστατο διάγραμμα ακτινοβολίας μικροταινιακής κεραίας δύο στοιχείων

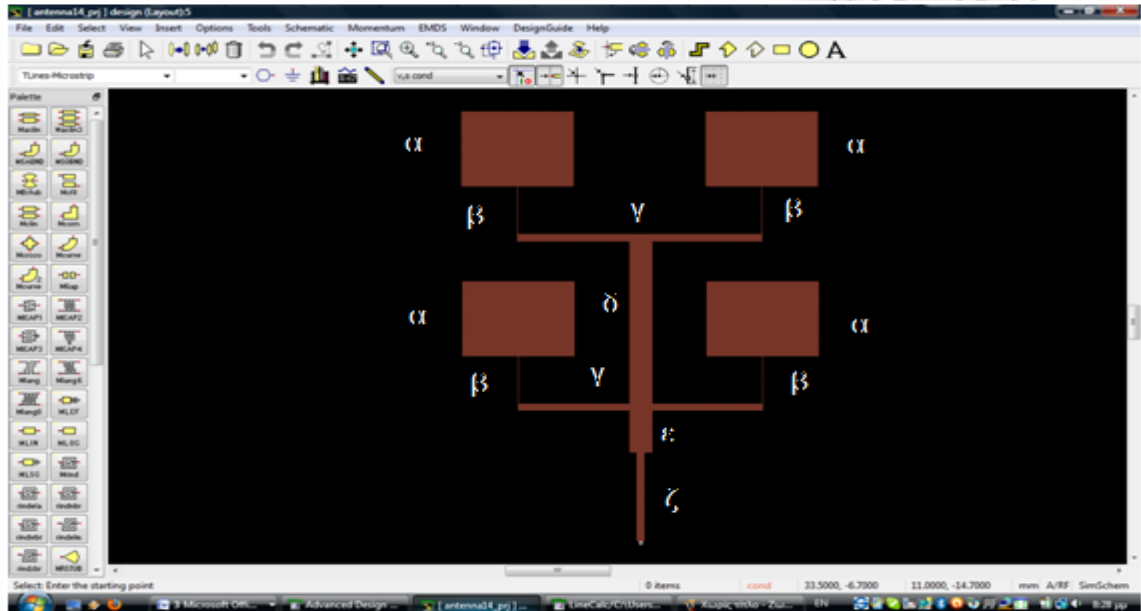
Με δύο στοιχεία στην οριζόντια διάσταση στένεψε ο λοβός ακτινοβολίας στο οριζόντιο επίπεδο με αποτέλεσμα να αυξηθεί το κατευθυντικό κέρδος. Δηλαδή όσο αυξάνονται τα στοιχεία της κεραίας στο ένα επίπεδο, τόσο μικραίνει ο λοβός στο ίδιο επίπεδο και αυξάνεται το κέρδος της. Κάτι που θα φανεί καλύτερα και παρακάτω. Λόγω της διάταξης εμφανίστηκαν δευτερεύοντες πλάγιοι λοβοί. Ακολουθεί ο πίνακας με τα βασικά χαρακτηριστικά της κεραίας όπου βλέπουμε ότι πράγματι έχει αυξηθεί το κέρδος και η κατευθυντικότητα σε σχέση με τη πρότυπη κεραία με ένα στοιχείο.



Σχήμα 3.11 Βασικά χαρακτηριστικά μικροταινιακής κεραίας δύο στοιχείων

3.2.4 Σχεδίαση κεραιών τεσσάρων στοιχείων

Η επόμενη κεραία είναι τεσσάρων στοιχείων με διάταξη 2x2. Πάλι η βάση είναι η πρότυπη κεραία με τη τροφοδοσία της και έχει προστεθεί το δικτύωμα τροφοδοσίας, η προσαρμογή στα 50Ω και ο ακροδέκτης.



Σχήμα 3.12 Τυπωμένο κύκλωμα μικροταινιακής κεραιάς τεσσάρων στοιχείων 2x2

Με διαδοχικές δοκιμές και διορθώσεις έγινε βελτιστοποίηση της κατακόρυφης απόστασης των κεραιών ώστε να επιτευχθεί το μέγιστο κέρδος.

Οι διαστάσεις του κάθε patch (α) είναι: $W_{\alpha}=36,5\text{mm}$ και $L_{\alpha}=28,17\text{mm}$.

Οι διαστάσεις του μετασχηματιστή $\lambda/4$ (β) είναι: $W_{\beta}=0,4\text{mm}$ $L_{\beta}=17,93\text{mm}$

Η γραμμή (γ) των 50Ω είναι διαστάσεων $W_{\gamma}=2,73\text{mm}$ $L_{\gamma}=79,97\text{mm}$

Η εμπέδηση του μετασχηματιστή $\lambda/4$ (δ) θα είναι:

$$Z_0^2 = Z_{IN} \cdot Z_{OUT} \rightarrow Z_{\delta} = \sqrt{\frac{Z_{\gamma}}{2} \cdot \frac{Z_{\gamma}}{2}}$$

Για $Z_{\gamma}=50\Omega$, $Z_{\delta}=25\Omega$

Επομένως έχουμε $W_{\delta}=7,61\text{mm}$ $L_{\delta}=61,10\text{mm}$

Τέλος ο μετασχηματιστής (ϵ) έχει:

$$Z_0^2 = Z_{IN} \cdot Z_{OUT} \rightarrow Z_\epsilon = \sqrt{12,5 \cdot 50}$$

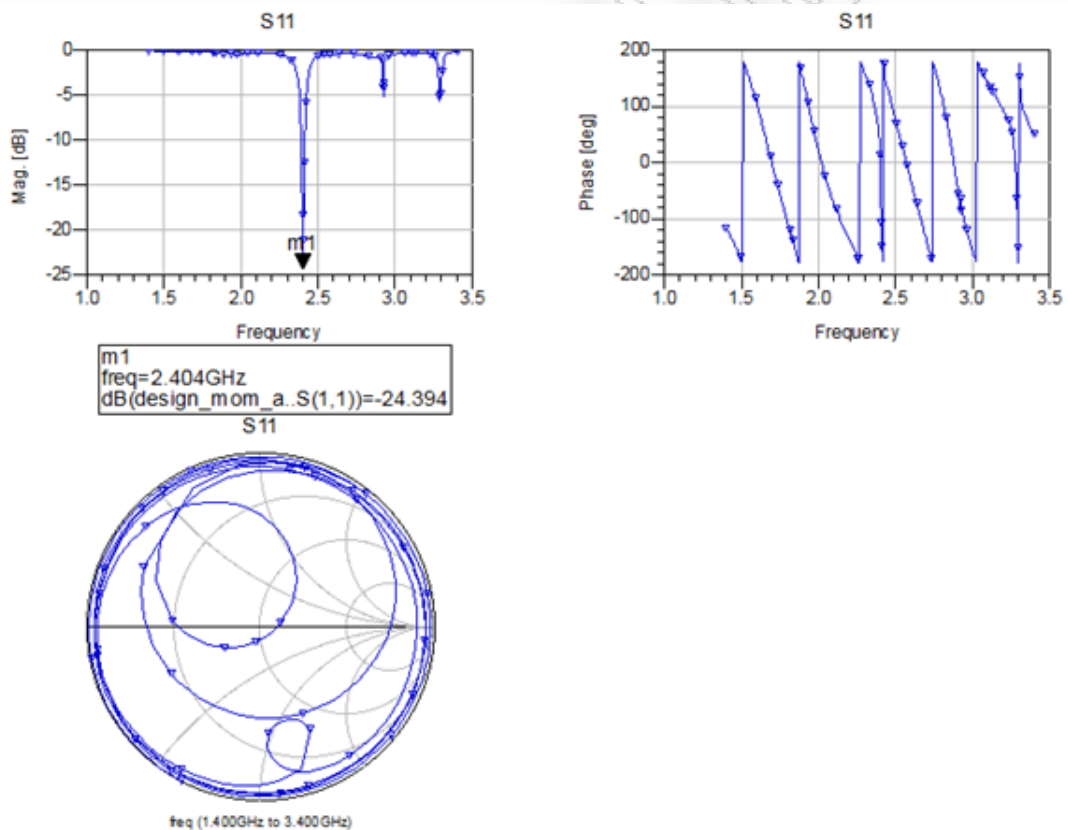
$$Z_\epsilon = 25\Omega$$

Και άρα $W_\epsilon = 7,61\text{mm}$ $L_\epsilon = 15,87\text{mm}$

Οι διαστάσεις του ακροδέκτη (ζ) των 50Ω είναι $W_\zeta = 2,73\text{mm}$ $L_\zeta = 33,50\text{mm}$

Οι διαστάσεις ολόκληρης της κεραίας είναι: $X = 116,07\text{mm}$ και $Y = 161,96\text{mm}$.

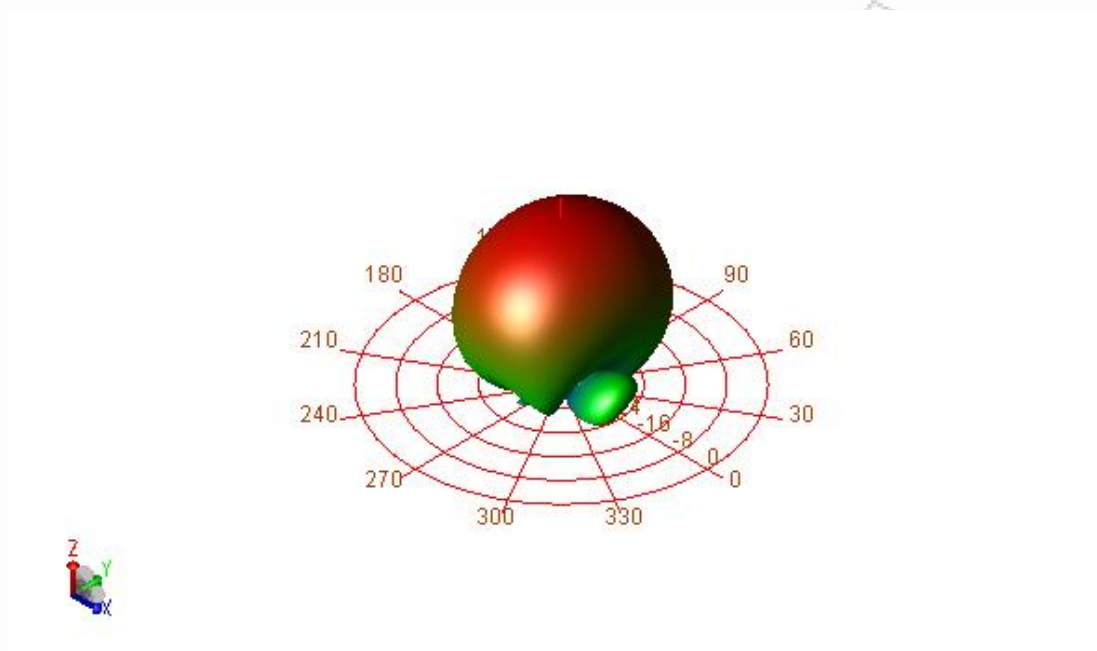
Ο συντελεστής ανάκλασης της κεραίας καθώς και η φάση υπολογίζεται έπειτα από την προσομοίωση που ακολουθεί στο Momentum.



Σχήμα 3.13 Συντελεστής ανάκλασης και φάση μικροταινιακής κεραίας τεσσάρων στοιχείων 2x2

Και πάλι οι απώλειες ισχύος στην κεραία θα είναι αμελητέες γιατί το μέτρο του συντελεστή ανάκλασης είναι μικρότερο του -20dB στα $2,4\text{GHz}$, ενώ στην ίδια συχνότητα η φάση είναι μηδενική.

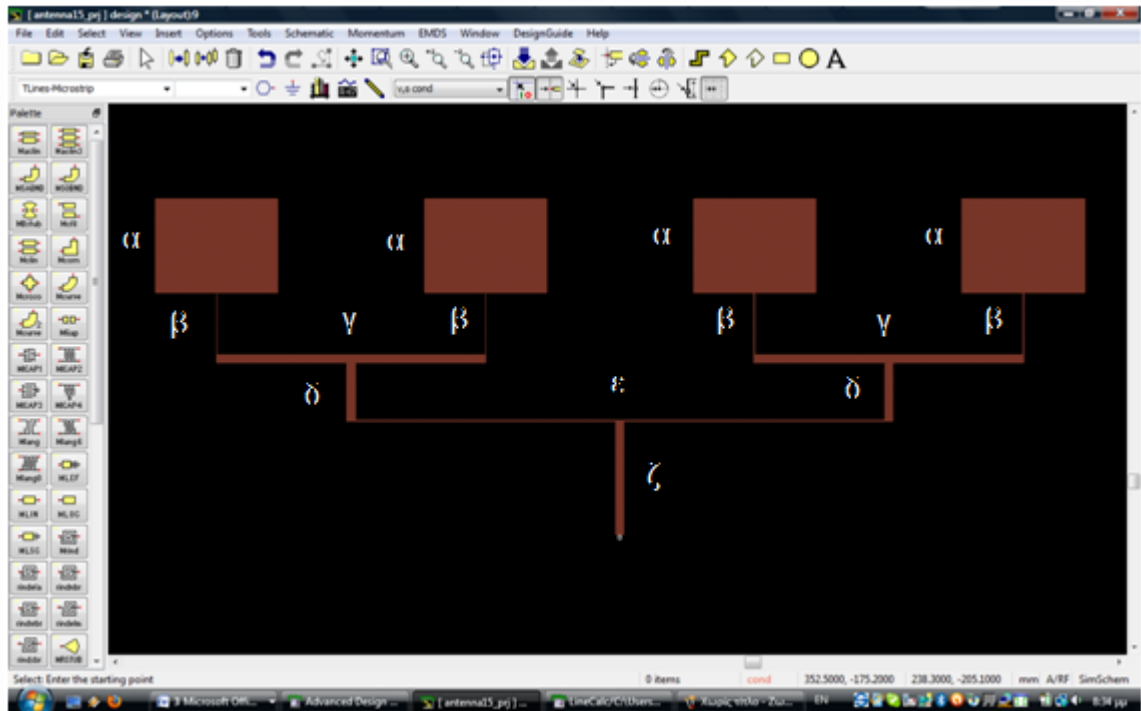
Το πρόγραμμα στην συνέχεια υπολογίζει και απεικονίζει (σχήμα 3.14) το τρισδιάστατο διάγραμμα ακτινοβολίας της κεραίας.



Σχήμα 3.14 Τρισδιάστατο διάγραμμα ακτινοβολίας μικροταινιακής κεραίας τεσσάρων στοιχείων 2x2

Λόγω της αύξησης των στοιχείων και στη κατακόρυφη διάσταση ο λοβός ακτινοβολίας στένεψε και στο κατακόρυφο επίπεδο και η κεραία έγινε ακόμα πιο κατευθυντική.

Τέσσερα στοιχεία σε σειρά τροφοδοτούμενα ανά δύο αποτελούν την επόμενη κεραία. Η κεραία δεν χρειάζεται προσαρμογή στα 50Ω και ο ακροδέκτης ακουμπάει κατευθείαν στο μέσο της γραμμής $\lambda/2$ όπου η εμπέδηση είναι 50Ω . Τα βασικά χαρακτηριστικά που μας δίνει το πρόγραμμα μετά την εξομοίωση της κεραίας αλλά και των υπολοίπων παρουσιάζονται στο τέλος του κεφαλαίου σε ένα συγκριτικό πίνακα.



Σχήμα 3.15 Τυπωμένο κύκλωμα μικροταινιακής κεραίας τεσσάρων στοιχείων 4x1

Οι διαστάσεις του κάθε patch (α) είναι: $W_{\alpha}=36,5\text{mm}$ και $L_{\alpha}=28,17\text{mm}$.

Οι διαστάσεις του μετασχηματιστή $\lambda/4$ (β) είναι: $W_{\beta}=0,4\text{mm}$ $L_{\beta}=17,93\text{mm}$

Η γραμμή $\lambda/2$ (γ) των 50Ω είναι διαστάσεων $W_{\gamma}=2,73\text{mm}$ $L_{\gamma}=79,97\text{mm}$

Η εμπέδηση του μετασχηματιστή $\lambda/4$ (δ) θα είναι:

$$Z_0^2 = Z_{IN} \cdot Z_{OUT} \rightarrow Z_{\delta} = \sqrt{\frac{Z_{\gamma}}{2} \cdot 100}$$

Για $Z_{\gamma}=50\Omega$, $Z_{\delta}=50\Omega$

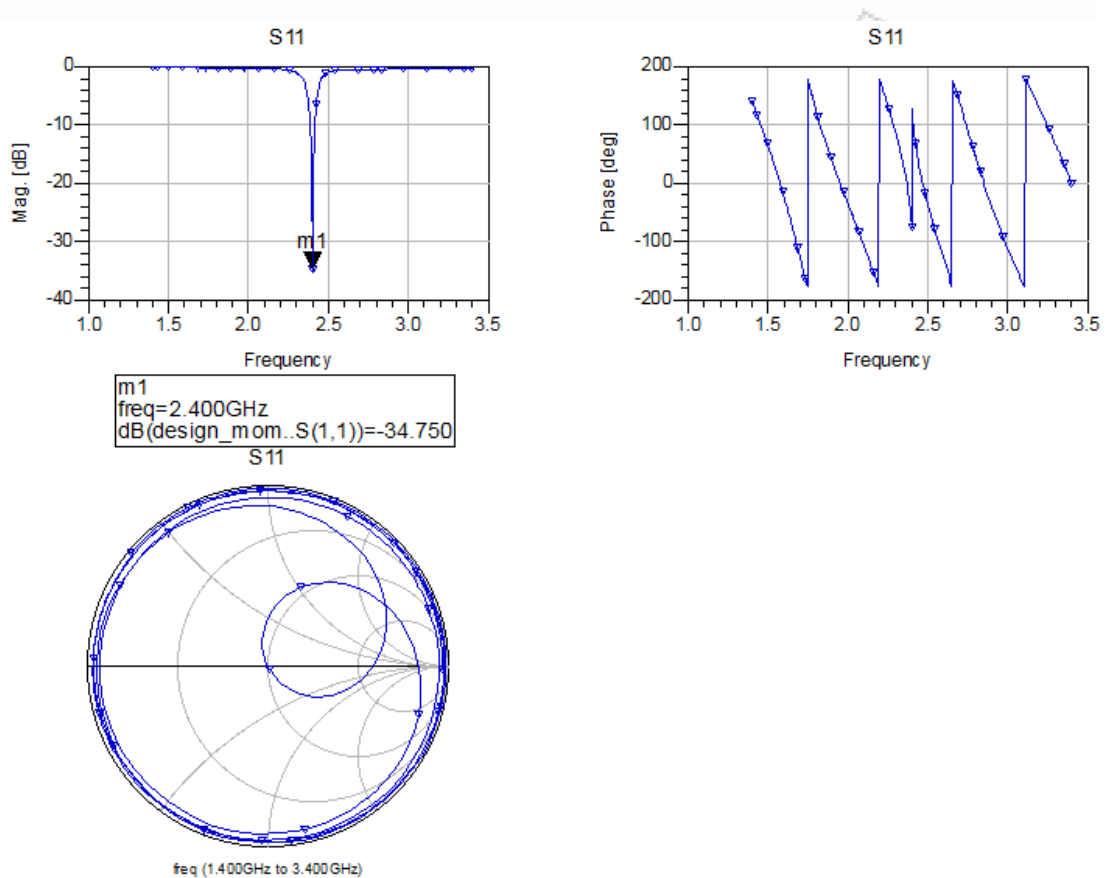
Επομένως έχουμε $W_{\delta}=2,73\text{mm}$ $L_{\delta}=16,75\text{mm}$

Η γραμμή (ε) των 100Ω έχει διαστάσεις: $W_{\epsilon}=0,58\text{mm}$ $L_{\epsilon}=161,87\text{mm}$. Στο μέσο της γραμμής έχουμε 50Ω και θα συνδέσουμε κατ' ευθείαν τον ακροδέκτη χωρίς να χρειαζόμαστε προσαρμογή.

Οι διαστάσεις του ακροδέκτη (ζ) των 50Ω είναι $W_{\zeta}=2,73\text{mm}$ $L_{\zeta}=33,50\text{mm}$

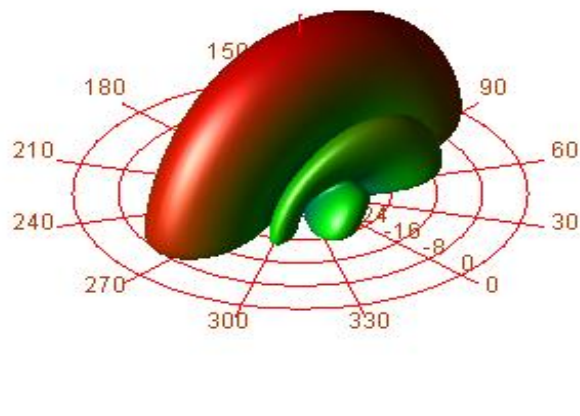
Οι διαστάσεις της παραπάνω κεραίας είναι: $X=275,21\text{mm}$ και $Y=99,7\text{mm}$.

Η προσομοίωση στο Momentum υπολογίζει τον συντελεστή ανάκλασης και τη φάση της κεραίας.



Σχήμα 3.16 Συντελεστής ανάκλασης και φάση μικροταινιακής κεραίας τεσσάρων στοιχείων 4x1

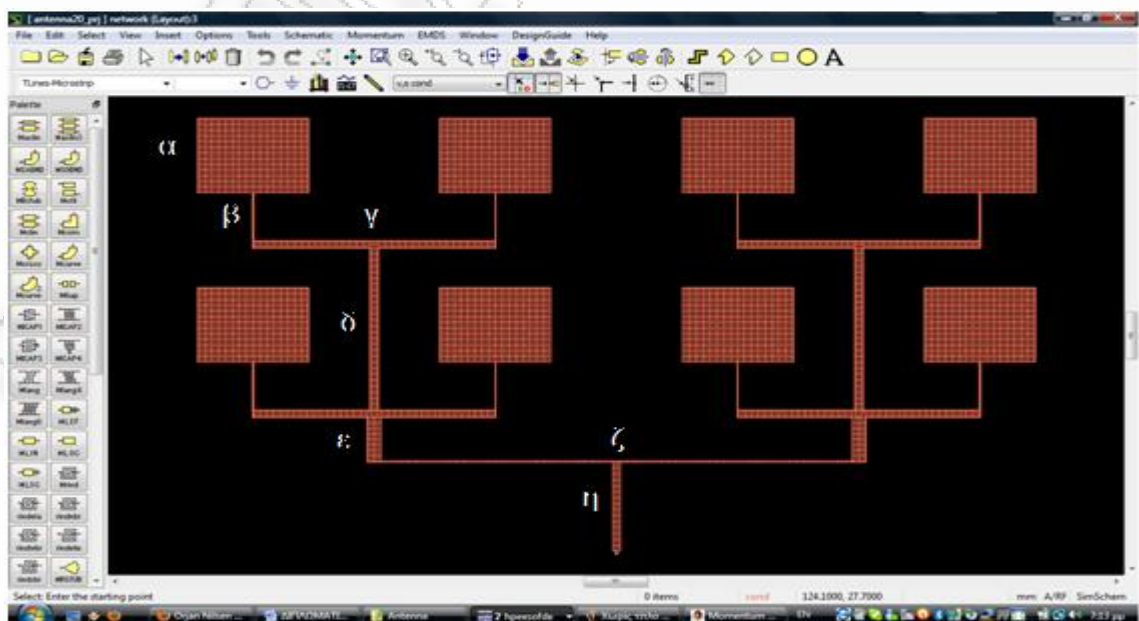
Ακολουθεί το διάγραμμα ακτινοβολίας της κεραίας (σχήμα 3.17). Επειδή τα στοιχεία της κεραίας βρίσκονται μόνο στο οριζόντιο επίπεδο ο λοβός ακτινοβολίας έχει στενέψει μόνο στο οριζόντιο επίπεδο σε σχέση με τη πρότυπη κεραία, αλλά τα πολλά στοιχεία της κεραίας δημιουργούν και δευτερεύοντες πλάγιους λοβούς που δεν μπορούν να αποφευχθούν. Η δημιουργία των πλάγιων λοβών οφείλεται στο ότι η διαφορά αποστάσεων των patch δημιουργεί σημεία όπου οι ακτινοβολίες των σημείων συμβάλουν συμφασικά και άλλα όπου συμβάλουν με αντίθεση φάσεως.



Σχήμα 3.17 Τρισδιάστατο διάγραμμα ακτινοβολίας μικροταινιακής κεραίας τεσσάρων στοιχείων 4x1

3.2.5 Σχεδίαση κεραίων οκτώ στοιχείων

Συνδυάζοντας τις δύο παραπάνω τοπολογίες κεραίων τεσσάρων στοιχείων, δημιουργείται μια κεραία 8 στοιχείων. Για την ακρίβεια πάνω από τις τέσσερις κεραίες σε σειρά προστέθηκαν άλλες τέσσερις με τις τροφοδοσίες τους.



Σχήμα 3.18 Τυπωμένο κύκλωμα μικροταινιακής κεραίας οκτώ στοιχείων

Οι διαστάσεις του κάθε patch (α) είναι: $W_\alpha=36,5\text{mm}$ και $L_\alpha=28,17\text{mm}$.

Οι διαστάσεις του μετασχηματιστή $\lambda/4$ (β) είναι: $W_\beta=0,4\text{mm}$ $L_\beta=17,93\text{mm}$

Η γραμμή (γ) των 50Ω είναι διαστάσεων $W_\gamma=2,73\text{mm}$ $L_\gamma=79,97\text{mm}$

Ακολουθεί γραμμή των 50Ω (δ) με διαστάσεις: $W_\delta=2,73\text{mm}$ $L_\delta=61,10\text{mm}$

Η εμπέδηση του μετασχηματιστή $\lambda/4$ (ε) θα είναι:

$$Z_0^2 = Z_{IN} \cdot Z_{OUT} \rightarrow Z_\epsilon = \sqrt{12,5 \cdot 100}$$

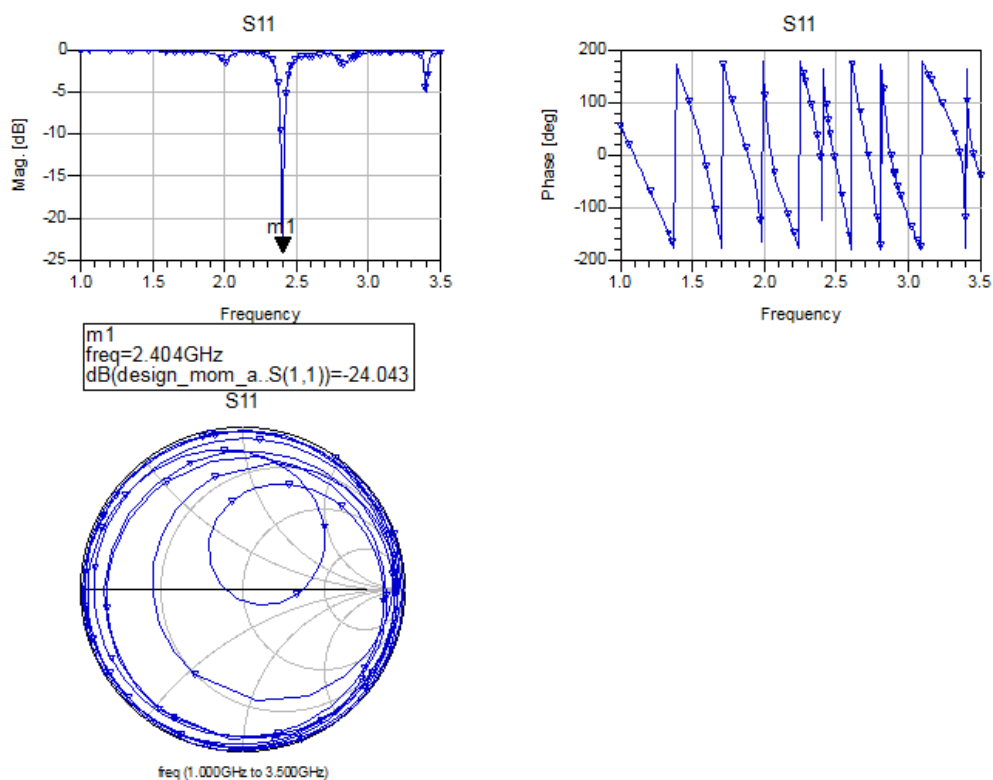
$Z_\epsilon=35,35\Omega$

Και οι διαστάσεις του είναι: $W_\epsilon=4,71\text{mm}$ $L_\epsilon=16,29\text{mm}$

Τέλος η γραμμή (ζ) των 100Ω έχει τις ακόλουθες διαστάσεις: $W_\zeta=0,58\text{mm}$ $L_\zeta=163,85\text{mm}$.

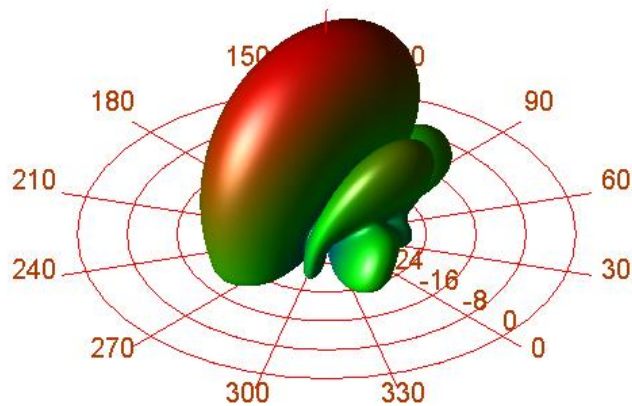
Οι διαστάσεις του ακροδέκτη (η) των 50Ω είναι $W_\eta=2,73\text{mm}$ $L_\eta=33,50\text{mm}$. Οι διαστάσεις ολόκληρης της κεραίας είναι: $X=275,21\text{mm}$ και $Y=163,02\text{mm}$.

Στο παρακάτω γράφημα (σχήμα 3.19) φαίνεται η ανάκλαση της κεραίας έπειτα από την προσομοίωση στο Momentum.



Σχήμα 3.19 Συντελεστής ανάκλασης και φάση μικροταινιακής κεραίας οκτώ στοιχείων

Ακολουθεί η απεικόνιση της τρισδιάστατης μορφής του διαγράμματος ακτινοβολίας.

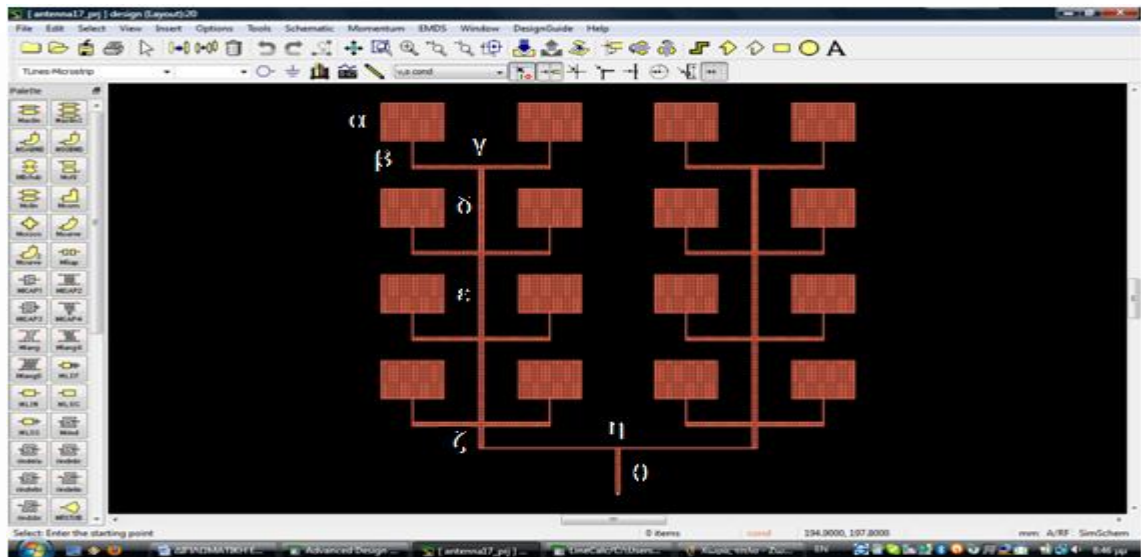


Σχήμα 3.20 Τρισδιάστατο διάγραμμα ακτινοβολίας μικροταινιακής κεραίας οκτώ στοιχείων

Παρατηρούμε ότι όσο αυξάνεται ο αριθμός των στοιχείων της κεραίας τόσο αυξάνονται και οι δευτερεύοντες πλάγιοι λοβοί ακτινοβολίας. Συγκρίνοντας το διάγραμμα ακτινοβολίας με αυτό των τεσσάρων στοιχείων σε σειρά που αποτέλεσε τη βάση μας, διαπιστώνουμε ότι ο λοβός στένεψε λόγω των παραπάνω στοιχείων στο κατακόρυφο επίπεδο.

3.2.6 Σχεδίαση κεραίων δεκαέξι στοιχείων

Η επόμενη κεραία (σχήμα 3.21) αποτελείται από 16 στοιχεία σε διάταξη 8x2. Στην προηγούμενη κεραία των οκτώ στοιχείων προσθέσαμε στο κατακόρυφο επίπεδο άλλα οκτώ στοιχεία. Αυτό θα έχει σαν αποτέλεσμα ο λοβός ακτινοβολίας να είναι ακόμα πιο στενός στο κατακόρυφο επίπεδο σε σχέση με της παραπάνω κεραίας και να είναι αρκετά πιο κατευθυντική.



Σχήμα 3.21 Τυπωμένο κύκλωμα μικροταινιακής κεραίας δεκαέξι στοιχείων 8x2

Οι διαστάσεις του κάθε patch (α) είναι: $W_{\alpha}=36,5\text{mm}$ και $L_{\alpha}=28,17\text{mm}$.

Οι διαστάσεις του μετασχηματιστή $\lambda/4$ (β) είναι: $W_{\beta}=0,4\text{mm}$ $L_{\beta}=17,93\text{mm}$

Η γραμμή (γ) των 50Ω είναι διαστάσεων $W_{\gamma}=2,73\text{mm}$ $L_{\gamma}=79,97\text{mm}$

Στην συνέχεια ακολουθεί γραμμή (δ) των 50Ω . Είναι δηλαδή $Z_{\delta}=50\Omega$, και $W_{\delta}=2,73\text{mm}$ $L_{\delta}=61,10\text{mm}$

Η εμπέδηση του μετασχηματιστή $\lambda/4$ (ε) είναι $Z_{\epsilon}=44,71\Omega$ και οι διαστάσεις του: $W_{\epsilon}=3,29\text{mm}$ $L_{\epsilon}=61,10\text{mm}$

Και η εμπέδηση του μετασχηματιστή $\lambda/4$ (ζ) είναι $Z_{\zeta}=44,71\Omega$ και ομοίως οι διαστάσεις του είναι: $W_{\zeta}=3,29\text{mm}$ $L_{\zeta}=15,93\text{mm}$

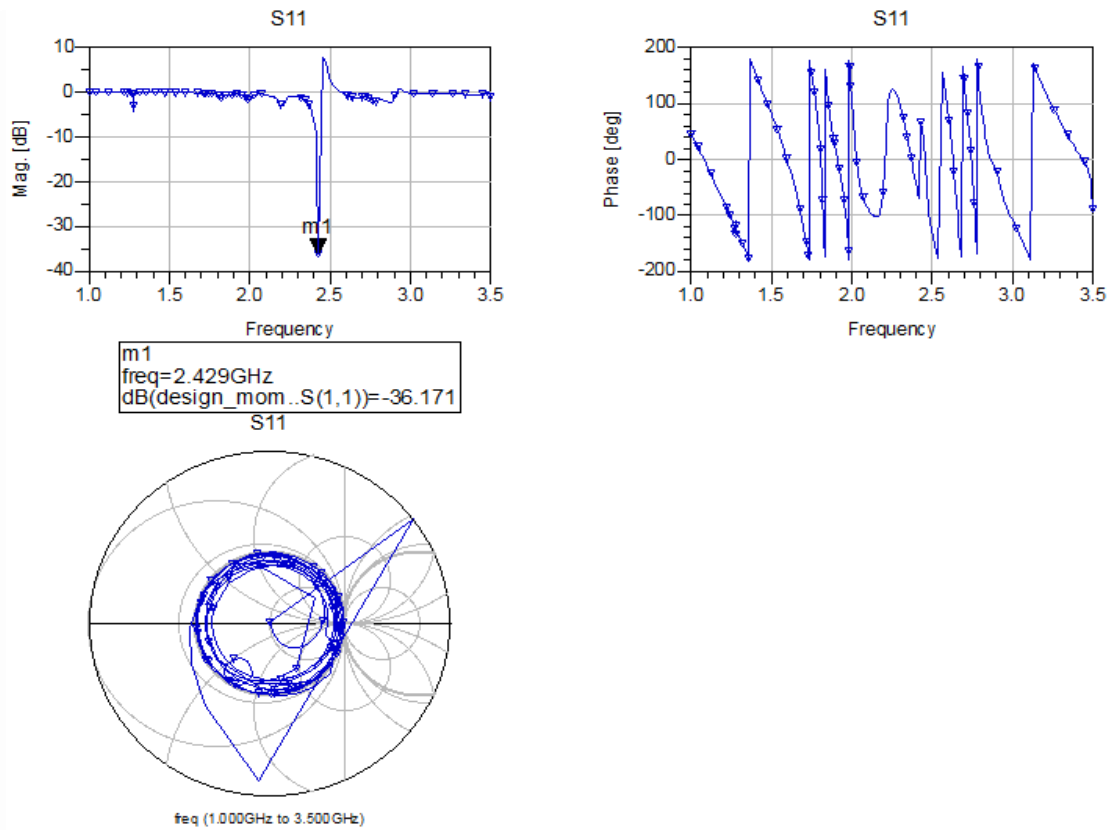
Η γραμμή (η) των 100Ω έχει τις ακόλουθες διαστάσεις: $W_{\eta}=0,58\text{mm}$ $L_{\eta}=162,43\text{mm}$

Τέλος οι διαστάσεις του ακροδέκτη (θ) των 50Ω είναι $W_{\theta}=2,73\text{mm}$ $L_{\theta}=33,50\text{mm}$

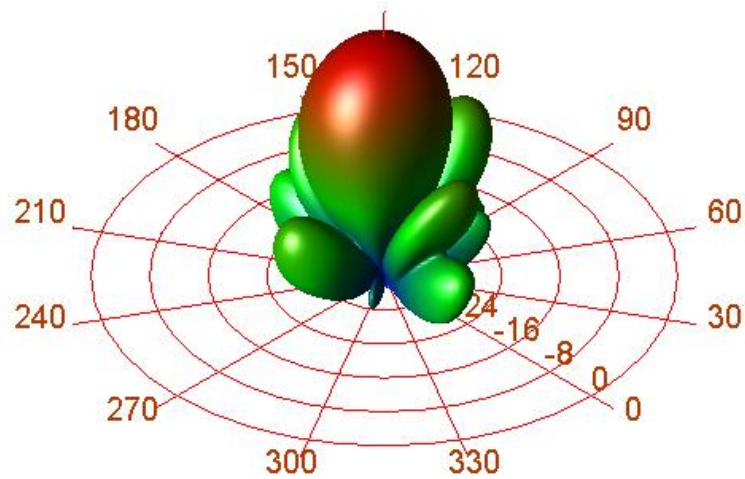
Οι συνολικές διαστάσεις της κεραίας είναι: $X=275,21\text{mm}$ και $Y=290,3\text{mm}$.

Η προσομοίωση στο Momentum μας δίνει την ανάκλαση και τη φάση της κεραίας.

Ακολουθεί η τρισδιάστατη απεικόνιση του διαγράμματος ακτινοβολίας της κεραίας, που επιβεβαιώνει τις σκέψεις μας.

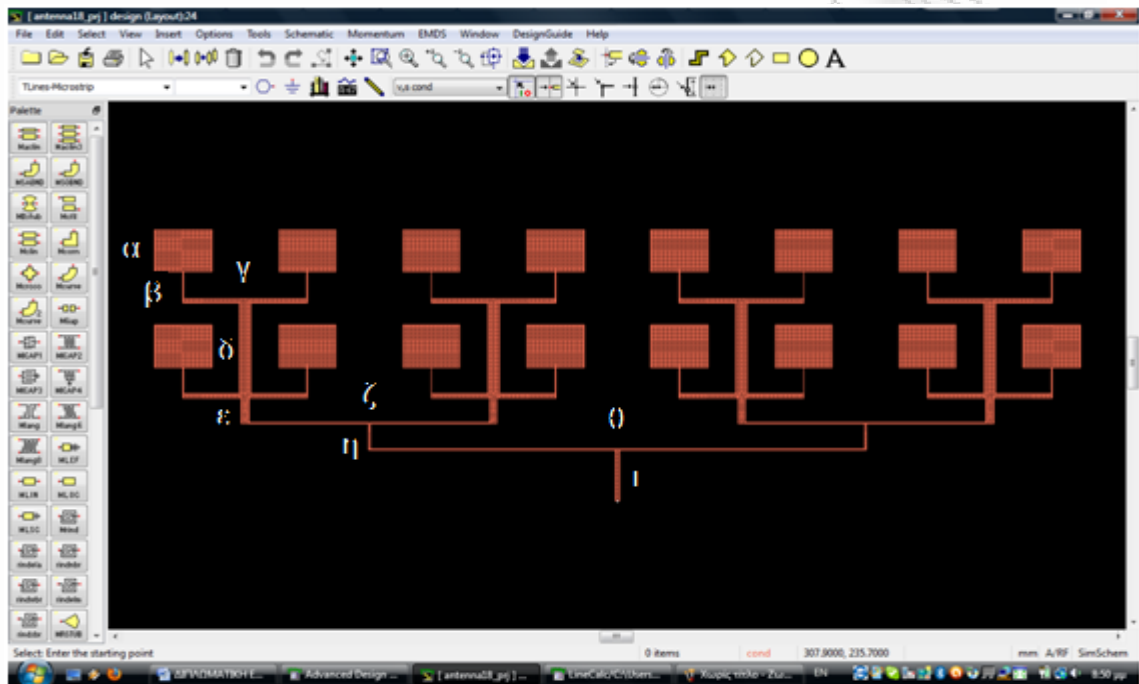


Σχήμα 3.22 Συντελεστής ανάκλασης και φάση μικροταινιακής κεραίας δεκαέξι στοιχείων 8x2



Σχήμα 3.23 Τρισδιάστατο διάγραμμα ακτινοβολίας μικροταινιακής κεραίας δεκαέξι στοιχείων 8x2

Η επόμενη και τελευταία κεραία είναι 16 στοιχείων με διάταξη 4x4. Όπως φαίνεται και στο παρακάτω σχήμα που δείχνει το τυπωμένο κύκλωμα, η κεραία αποτελείται από δύο κεραίες των οκτώ στοιχείων με κοινή τροφοδοσία.



Σχήμα 3.24 Τυπωμένο κύκλωμα μικροταινιακής κεραίας δεκαέξι στοιχείων 4x4

Οι διαστάσεις του κάθε patch (α) είναι: $W_\alpha = 36,5\text{mm}$ και $L_\alpha = 28,17\text{mm}$.

Οι διαστάσεις του μετασχηματιστή $\lambda/4$ (β) είναι: $W_\beta = 0,4\text{mm}$ $L_\beta = 17,93\text{mm}$

Η γραμμή (γ) των 50Ω είναι διαστάσεων $W_\gamma = 2,73\text{mm}$ $L_\gamma = 79,97\text{mm}$

Στην συνέχεια ακολουθεί μετασχηματιστής (δ) $\lambda/4$

$$Z_0^2 = Z_{IN} \cdot Z_{OUT} \rightarrow Z_\delta = \sqrt{\frac{Z_\gamma}{2} 25}$$

Είναι δηλαδή για $Z_\gamma = 25\Omega$, $Z_\delta = 25\Omega$, και $W_\delta = 7,61\text{mm}$ $L_\delta = 61,10\text{mm}$

Η εμπέδηση του μετασχηματιστή $\lambda/4$ (ε) θα είναι:

$$Z_0^2 = Z_{IN} \cdot Z_{OUT} \rightarrow Z_\epsilon = \sqrt{12,5 \cdot 100}$$

$Z_\epsilon = 35,35\Omega$ και οι διαστάσεις του είναι: $W_\epsilon = 4,71\text{mm}$ $L_\epsilon = 16,29\text{mm}$

Η εμπέδηση της γραμμής (ζ) είναι: $Z_{\zeta}=100\Omega$ και οι διαστάσεις της είναι: $W_{\zeta}=0,58\text{mm}$
 $L_{\zeta}=163,85\text{mm}$

Ο μετασχηματιστής $\lambda/4$ (η) έχει την ακόλουθη εμπέδηση:

$$Z_0^2 = Z_{IN} \cdot Z_{OUT} \rightarrow Z_{\eta} = \sqrt{\frac{Z_{\zeta}}{2}} \cdot 100$$

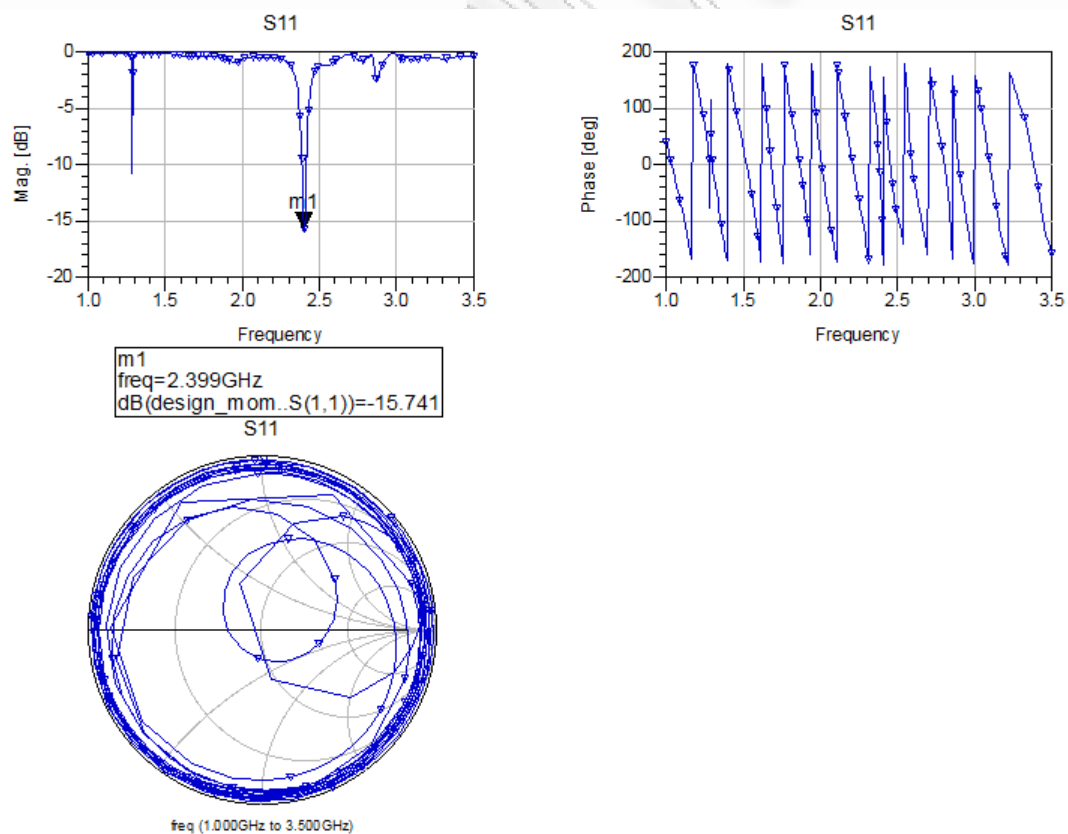
$Z_{\eta}=70,71\Omega$ και άρα οι διαστάσεις του είναι ίσες με: $W_{\eta}=1.40\text{mm}$ $L_{\eta}=17,25\text{mm}$

Η γραμμή (θ) των 100Ω είναι διαστάσεων $W_{\theta}=0,58\text{mm}$ $L_{\theta}=319,68\text{mm}$

Οι διαστάσεις του ακροδέκτη (ι) των 50Ω είναι $W_{\iota}=2,73\text{mm}$ $L_{\iota}=33,50\text{mm}$

Οι συνολικές διαστάσεις της κεραίας είναι: $X= 593,49\text{mm}$ και $Y= 180,89\text{mm}$.

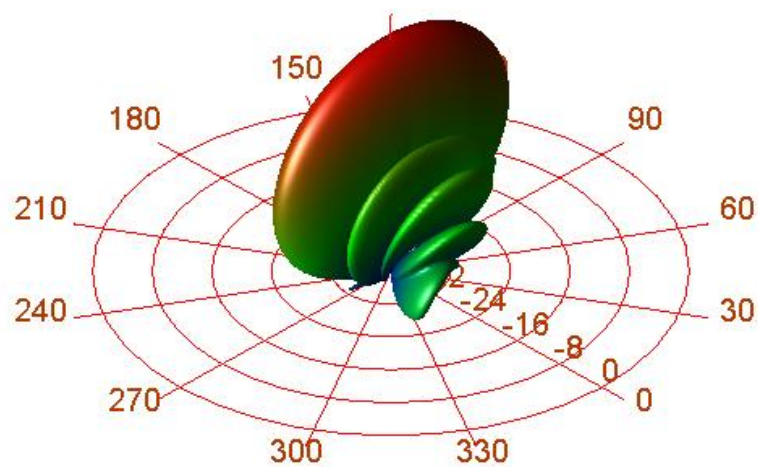
Η ανάκλαση της κεραίας υπολογίζεται έπειτα από την προσομοίωση στο Momentum.



Σχήμα 3.25 Συντελεστής ανάκλασης και φάση μικροταινιακής κεραίας δεκαεξί στοιχείων 4x4

Η φάση μπορεί να είναι μηδενική στα 2,4GHz, αλλά το μέτρο του συντελεστή ανάκλασης δεν είναι μικρότερο από -20dB. Έτσι ένα μέρος της εκπεμπόμενης ισχύος θα παραμένει και θα καταναλώνεται στη κεραία.

Στην συνέχεια απεικονίζεται το τρισδιάστατο διάγραμμα ακτινοβολίας της κεραίας, στο οποίο παρατηρούμε ότι συγκρινόμενο με τη κεραία των οκτώ στοιχείων, ότι η προσθήκη στοιχείων στο οριζόντιο επίπεδο στενεύει το λοβό αλλά προσθέτει αρκετούς δευτερεύοντες πλάγιους λοβούς που σημαίνει ότι μέρος της ισχύος εκπομπής κατευθύνεται σε σημεία που δεν ενδιαφέρουν τη ζεύξη.



Σχήμα 3.26 Τρισδιάστατο διάγραμμα ακτινοβολίας μικροταινιακής κεραίας δεκαέξι στοιχείων 8x2

3.2.7 Σύνοψη

Στον παρακάτω πίνακα είναι συγκεντρωμένα τα κυριότερα χαρακτηριστικά της κάθε κεραίας που αναφέρθηκε παραπάνω.

PATCH No	ΔΙΑΣΤΑΣΕΙΣ (mm)	ΑΝΑΚΛΑΣΗ (dB)	ΣΥΧΝΟΤΗΤΑ (GHz)	ΚΑΤΕΥΘ/ΤΑ (dB)	ΚΕΡΔΟΣ (dB)	SWR BW ΓΙΑ $S_{11}=-20\text{dB}$ (MHz)
1	36,5x79,6	-25,085	2,399	6,6	5,81	-
2	116,07x98,52	-21,782	2,4	8,58	7,89	-
2x2	116,07x161,96	-24,394	2,404	12,296	11,93	4
4x1	275,21x99,7	-34,75	2,4	11,5	10,86	9
4x2	275,21x163,02	-24,043	2,4	15,11	14,73	-
8x2	275,21x290,3	-36,171	2,429	18,29	17,83	14
4x4	593,49x180,89	-15,741	2,399	18,27	17,82	-

Σε αρκετές κεραίες το bandwidth είναι τόσο μικρό που είναι αδύνατο να μετρηθεί. Ας σημειωθεί ότι πρόκειται για το εύρος ζώνης που η κεραία εμφανίζει πολύ καλή προσαρμογή στα 50Ω. Αυτό δε σημαίνει ότι δεν μπορεί να λειτουργήσει ικανοποιητικά σε μεγαλύτερο εύρος ζώνης, αρκεί να σχεδιαστούν κατάλληλα η βαθμίδα εξόδου του πομπού ή και εισόδου του δέκτη, ώστε να ανταπεξέρχονται στη παρουσία αυξημένης στάθμης στασίμων κυμάτων.

Η κεραία μονού στοιχείου έχει τις πιο μικρές διαστάσεις, ικανοποιητικό συντελεστή ανάκλασης αλλά το μικρότερο κέρδος και κατευθυντικότητα.

Παρατηρούμε ότι στις επόμενες δύο κεραίες, με τα δύο και με τα τέσσερα στοιχεία, το μήκος μπορεί να είναι το ίδιο, αλλά ο διπλασιασμός του πλάτους έχει ως αποτέλεσμα η κατευθυντικότητα και το κέρδος να αυξάνονται σημαντικά. Η κεραία γίνεται πιο κατευθυντική και με περισσότερους πλάγιους λοβούς.

Συγκρίνοντας τώρα τις δύο κεραίες των τεσσάρων στοιχείων, παρατηρήσαμε ότι έχουν διαφορετικούς λοβούς στο οριζόντιο και το κατακόρυφο επίπεδο.

Περνώντας στην κεραία με τα οχτώ στοιχεία, η κατευθυντικότητα και το κέρδος αυξήθηκε, ενώ και οι διαστάσεις της δεν αυξήθηκαν αρκετά σε σχέση με τη κεραία των τεσσάρων στοιχείων που ήταν η βάση για τη δημιουργία της.

Η κεραία με τα δεκαέξι στοιχεία σε διάταξη 8x2, μπορεί να έχει μεγάλες διαστάσεις, αλλά παρόλα αυτά συγκεντρώνει τα καλύτερα χαρακτηριστικά.

Τέλος στην κεραία με τα δεκαέξι στοιχεία αλλά σε διάταξη 4x4 η κατευθυντικότητα και το κέρδος δεν μεταβλήθηκαν, αλλά οι διαστάσεις της είναι αρκετά μεγάλες για κατασκευή.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 4

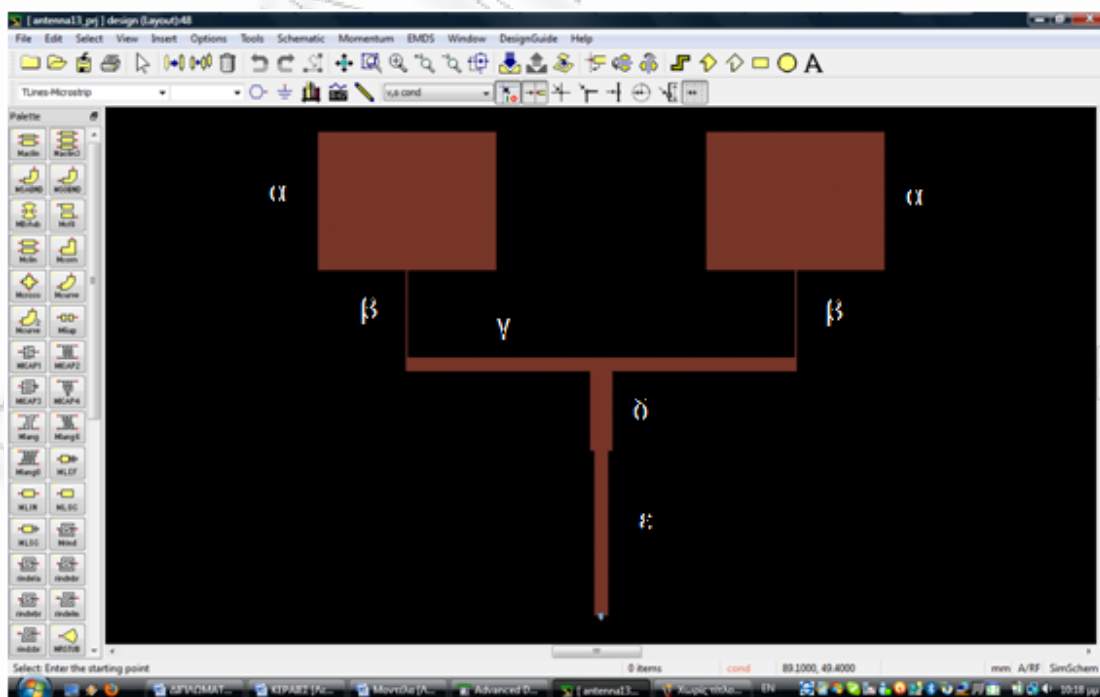
ΣΧΕΔΙΑΣΗ ΚΑΙ ΑΝΑΠΤΥΞΗ ΣΤΟΙΧΕΙΟΚΕΡΑΙΑΣ

4.1 Εισαγωγή

Στο παρακάτω κεφάλαιο γίνεται σχεδίαση μιας μικροκυματικής κεραίας δύο στοιχείων που θα λειτουργεί στη συχνότητα των 2,4 GHz. Η σχεδίαση του τυπωμένου κυκλώματος της κεραίας έγινε με τη βοήθεια του προγράμματος ADS 2008 Update2. Η προσομοίωση με το Momentum μας δίνει το συντελεστή ανάκλασης, τη φάση, τον τρισδιάστατο λοβό ακτινοβολίας καθώς και τα κύρια χαρακτηριστικά της κεραίας. Στη συνέχεια έγινε κατασκευή και μέτρηση των χαρακτηριστικών της κεραίας. Τέλος η σύγκριση των θεωρητικών χαρακτηριστικών με των πειραματικών μας οδηγούν σε χρήσιμα συμπεράσματα.

4.2 Σχεδίαση στοιχειοκεραίας

Το υπόστρωμα που επιλέχθηκε είναι το εποξικό γυαλί (FR4), με διηλεκτρική σταθερά $\epsilon_r=4,6$, πάχος $H=1,5\text{mm}$, εφαπτομένη απωλειών $\text{TanD}=0,018$ και το πάχος του χαλκού είναι $T=35\mu\text{m}$.



Σχήμα 4.1 Τυπωμένο κύκλωμα μικροταινιακής στοιχειοκεραίας

Με διαδοχικές δοκιμές και διορθώσεις έγινε βελτιστοποίηση της οριζόντιας απόστασης των κεραιών στο διάστημα $\lambda/2 < d < \lambda$ ώστε να επιτευχθεί μέγιστο κέρδος ακτινοβολίας χωρίς ωστόσο να διαιρεθεί ο κύριος λοβός ακτινοβολίας. Για το λόγο αυτό επιλέχθηκαν στοιχεία γραμμής 50Ω τα οποία ανεξάρτητα από το μήκος τους δεν επιφέρουν μεταβολή στην εμπέδηση του σημείου τροφοδοσίας της κεραιάς.

Οι διαστάσεις του κάθε patch (α) είναι: $W_\alpha = 36,5\text{mm}$ και $L_\alpha = 28,17\text{mm}$.

Οι διαστάσεις του μετασχηματιστή $\lambda/4$ (β) είναι: $W_\beta = 1,0\text{mm}$ $L_\beta = 17,608\text{mm}$

Η γραμμή (γ) των 50Ω είναι διαστάσεων $W_\gamma = 2,73\text{mm}$ $L_\gamma = 79,97\text{mm}$

Η εμπέδηση του τμήματος (δ) θα είναι:

$$Z_0^2 = Z_{IN} \cdot Z_{OUT} \rightarrow Z_\delta = \sqrt{\frac{Z_\gamma}{2} \cdot Z_\varepsilon}$$

Για $Z_\gamma = 50\Omega$ και $Z_\varepsilon = 50\Omega$, $Z_\delta = 35,35\Omega$

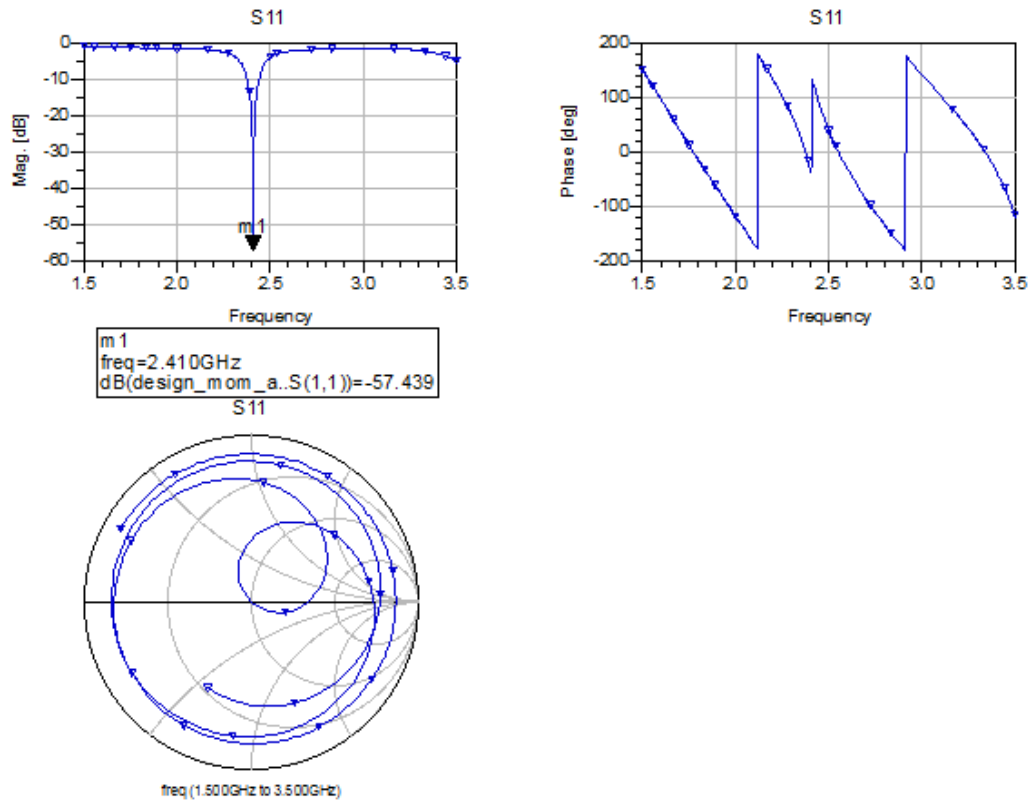
Επομένως έχουμε: $W_\delta = 4,71\text{mm}$ $L_\delta = 16,29\text{mm}$

Για την επίτευξη καλύτερης προσαρμογής με τον ακροδέκτη των 50Ω και άρα μεγαλύτερου συντελεστή ανάκλασης, κατόπιν δοκιμών επιλέχθηκε το τμήμα (δ) να έχει διαστάσεις $W_\delta = 4,4\text{mm}$ και $L_\delta = 20,0\text{mm}$

Οι διαστάσεις του ακροδέκτη (ε) των 50Ω είναι $W_\varepsilon = 2,73\text{mm}$ $L_\varepsilon = 33,50\text{mm}$, και τέλος οι συνολικές διαστάσεις της κεραιάς είναι: $X = 115,47\text{mm}$ και $Y = 102,008\text{mm}$.

4.3 Προσομοίωση στοιχειοκεραίας

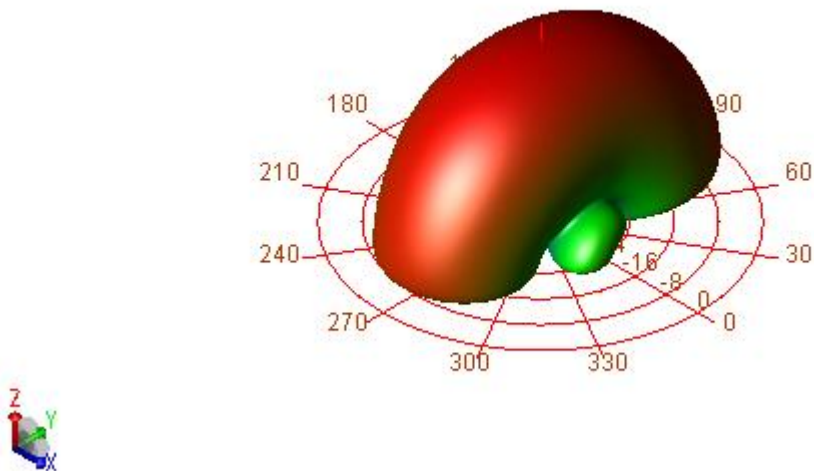
Ακολουθεί η προσομοίωση στο Momentum, όπου φαίνεται ο συντελεστής ανάκλασης και η φάση της κεραίας.



Σχήμα 4.2 Συντελεστής ανάκλασης, φάση και χάρτης Smith της μικροταινιακής στοιχειοκεραίας

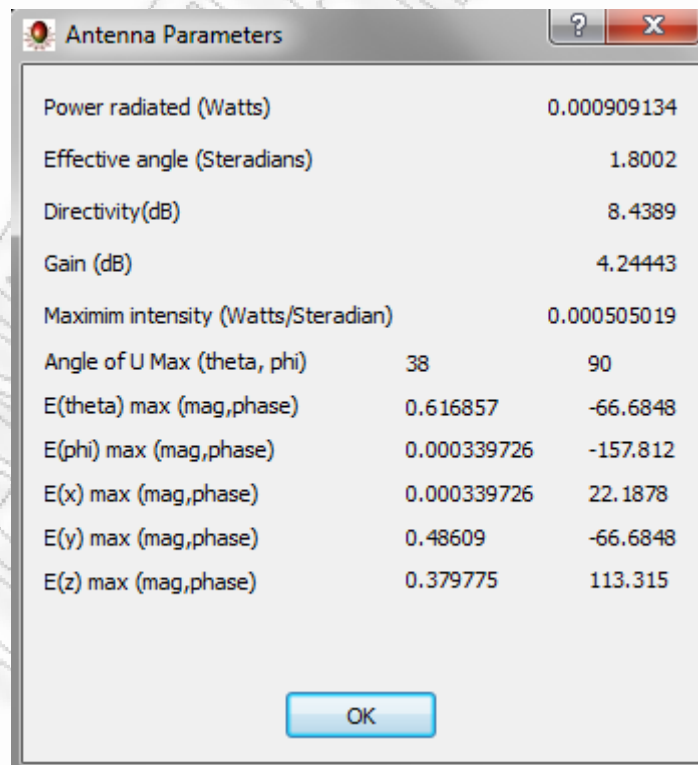
Το μέτρο του συντελεστή ανάκλασης S_{11} , είναι αρκετά χαμηλό $|S_{11}| < -20dB$, ενώ η φάση του είναι μηδενική. Πράγμα που δηλώνει ότι έχουμε πολύ καλή προσαρμογή στα 50Ω και δεν θα έχουμε απώλειες ισχύος πάνω στη κεραία, αλλά θα εκπεμφθεί το σύνολο της ενέργειας.

Στη συνέχεια ακολουθεί το τρισδιάστατο διάγραμμα ακτινοβολίας της κεραίας. Λόγω των δύο στοιχείων της κεραίας ο λοβός είναι πιο στενός και κατευθυντικός, αλλά έχουμε και δευτερεύοντες πλάγιους λοβούς



Σχήμα 4.3 Τρισδιάστατος λοβός ακτινοβολίας μικροταινιακής στοιχειοκεραίας

Στο παρακάτω σχήμα φαίνονται οι βασικές παράμετροι της κεραίας, όπως ενεργός γωνία ακτινοβολίας (effective angle), η κατευθυντικότητα (Directivity) και το κέρδος (Gain).



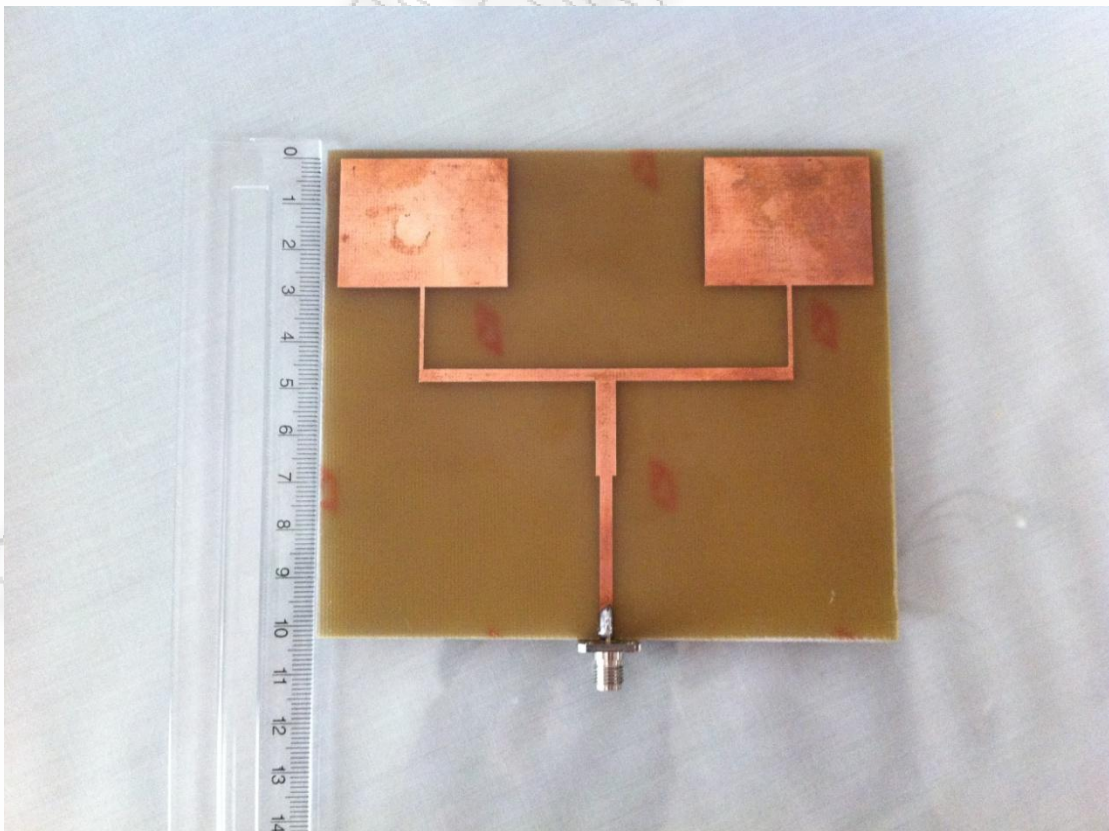
Σχήμα 4.4 Βασικές παράμετροι της μικροταινιακής στοιχειοκεραίας

4.4 Μέτρηση στοιχειοκεραίας

Για τις μετρήσεις της στοιχειοκεραίας χρησιμοποιήθηκαν τα παρακάτω όργανα:

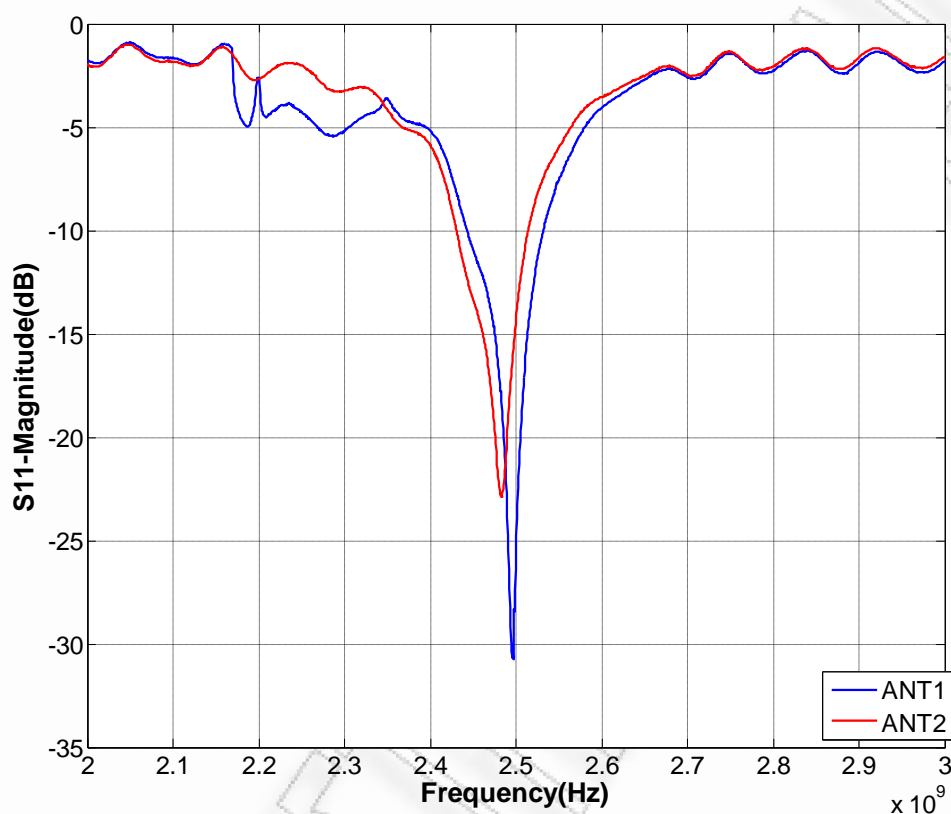
- Hewlett Packard 8702B Lightwave Component Analyzer 300KHz- 6GHz
- Hewlett Packard 85047A S-Parameter Test Set 300KHz- 6GHz

Πριν ξεκινήσουμε τη μέτρηση κάνουμε βαθμονόμηση- calibration του οργάνου σε όλη τη περιοχή συχνοτήτων 2-3GHz, συνδέοντας μεταξύ τους τα ομοαξονικά καλώδια των δύο ports και χρησιμοποιώντας κατάλληλη ρουτίνα του αναλυτή. Στη βαθμονόμηση η συνάρτηση μεταφοράς μεταξύ των 2 port παρουσία καλωδίων αποθηκεύεται ψηφιακά και αφαιρείται από τη συνολική συνάρτηση μεταφοράς του συστήματος ώστε το αποτέλεσμα να αφορά μόνο τη μετρούμενη διάταξη. Συνδέουμε στο port 1 του αναλυτή δικτυωμάτων τη κεραία 1 και στο port 2 τη κεραία 2 μέσω ομοαξονικών καλωδίων χαμηλών απωλειών και εμπέδησης 50Ω. Για τη μέτρηση του συντελεστή ανάκλασης θέτουμε τον αναλυτή στο αντίστοιχο mode μέτρησης του S_{11} . Οι διαφορές μεταξύ τους είναι αμελητέες και οφείλονται σε κατασκευαστικές ασυμμετρίες. Για τη μέτρηση του S_{21} θέτουμε τον αναλυτή στο αντίστοιχο mode.



Σχήμα 4.4 Τυπωμένο της μικροταινιακής στοιχειοκεραίας

Στη πειραματική διάταξη για τη μέτρηση του συντελεστή ανάκλασης φροντίσαμε ο κύριος λοβός της κεραίας να μην «βλέπει» εμπόδια σε αρκετά μεγάλη απόσταση. Ακολουθούν (σχήμα 4.5) οι συντελεστές ανάκλασης που προκύπτουν έπειτα από τη μέτρηση των δύο κεραιών στο εργαστήριο.

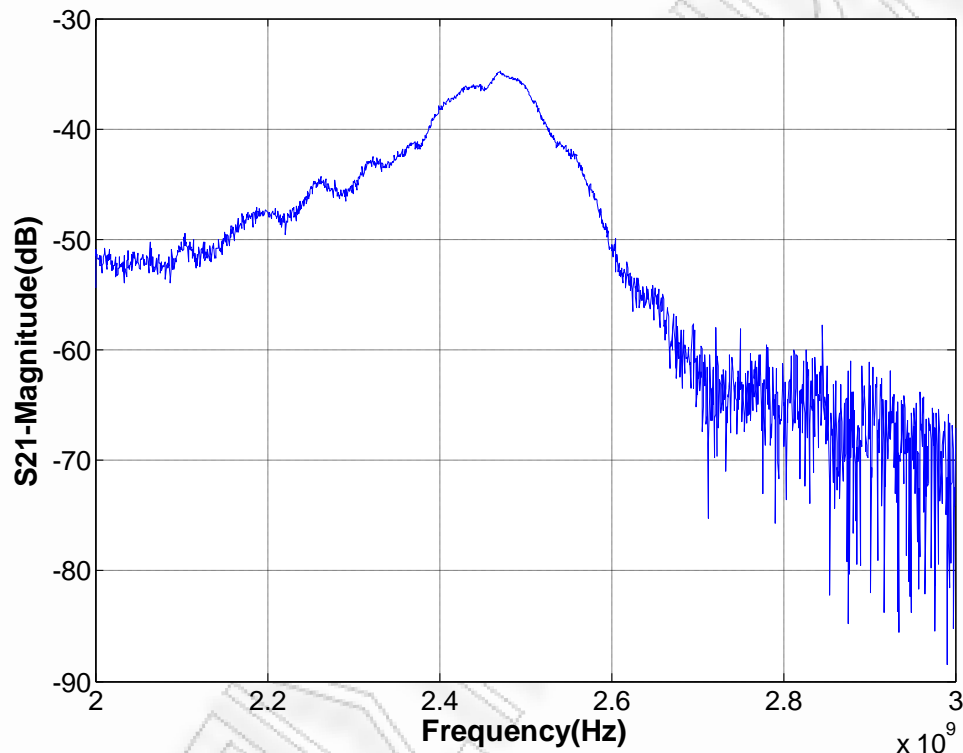


Σχήμα 4.5 Συντελεστές ανάκλασης S_{11} των μικροταινιακών στοιχειοκεραιών

Παρατηρούμε ότι η κεντρική συχνότητα είναι στα 2,49GHz -2,5GHz. Η κεντρική συχνότητα έφυγε λόγω κατασκευαστικών αποκλίσεων, όπως είναι η κατασκευαστική ατέλεια των χαλκοδιαδρόμων, όπου παρατηρούμε μικροανωμαλίες στην ευθεία χάραξη των μικροταινιών, οι πιθανές αποκλίσεις στις διαστάσεις και στην ατελή λείανση στην επιφάνεια του χαλκού.

Το $SWR_{BW} = 20\text{MHz}$ για $S_{11} = -20\text{dB}$. Ας σημειωθεί ότι πρόκειται για το εύρος ζώνης που η κεραία εμφανίζει πολύ καλή προσαρμογή στα 50Ω. Αυτό δε σημαίνει ότι δεν μπορεί να λειτουργήσει ικανοποιητικά σε μεγαλύτερο εύρος ζώνης, αρκεί να σχεδιαστούν κατάλληλα η βαθμίδα εξόδου του πομπού ή και εισόδου του δέκτη, ώστε να ανταπεξέρχονται στη παρουσία αυξημένης στάθμης στασίμων κυμάτων.

Για τη μέτρηση του κέρδους τοποθετήσαμε τις δύο κεραίες σε απόσταση $R=0,9m$ κατακόρυφα πάνω στο πάγκο του εργαστηρίου με τους κύριους λοβούς ακτινοβολίας να βρίσκονται στην ίδια ευθεία ώστε να έχουμε μέγιστη μεταφορά ισχύος από τη μία στην άλλη. Παρατηρούμε ότι ο συντελεστής S_{21} δεν πέφτει απότομα καθώς φεύγουμε από τη συχνότητα μέγιστου κέρδους.



Σχήμα 4.5 Συντελεστής S_{21} της μικροταινιακής στοιχειοκεραίας

Γνωρίζουμε ότι:

$$P_r = \frac{g_t \cdot P_t}{4\pi R^2} \cdot A \quad (4.1)$$

όπου, P_r = ισχύ που λαμβάνει ο δέκτης,

P_t = η ισχύς που εκπέμπει ο πομπός,

g_t = το κέρδος του πομπού,

R = η απόσταση μεταξύ πομπού και δέκτη,

A= το ενεργό άνοιγμα της κεραίας λήψης, για το οποίο έχουμε:

$$A = \frac{\lambda^2}{4\pi} \cdot g_r = \frac{C^2}{4\pi f^2} \cdot g_r \quad (4.2)$$

Από τις εξισώσεις 4.1 και 4.2 προκύπτει ότι:

$$P_r = \frac{g_t \cdot g_r \cdot P_t \cdot C^2}{(4\pi f R)^2} \rightarrow \frac{P_r}{P_t} = g_t \cdot g_r \cdot \left(\frac{C}{4\pi f R} \right)^2$$

$$S_{21} = 10 \log \frac{P_r}{P_t} = 10 \log g_t + 10 \log g_r + 20 \log \frac{C}{4\pi f R} \xrightarrow{g_t=g_r}$$

$$S_{21_{dB}} = 20 \log G + 20 \log \frac{C}{4\pi f R} \rightarrow$$

$$G_{dB} = S_{21_{dB}} - 20 \log \frac{C}{4\pi f R} \quad (4.3)$$

Αντικαθιστώντας τις ακόλουθες τιμές,

$$S_{21_{dB}} = -34,7\text{dB}$$

$$f = 2,47\text{GHz}$$

$$R = 0,9\text{m}$$

Το κέρδος της κεραίας θα είναι $G_{dB} = 4,68\text{dB}$ με ελάχιστη διαφορά από τη τιμή που μας είχε δώσει η προσομοίωση του Momentum (είναι $G_{th_{dB}} = 4,24\text{dB}$).

Για τη μέτρηση των γωνιών μισής ισχύος χρησιμοποιούμε τη διάταξη μέτρησης του κέρδους και περιστρέφουμε τη κεραία του δέκτη στο οριζόντιο και στο κατακόρυφο επίπεδο έως ότου η τιμή του S_{11} μειωθεί κατά 3dB. Η μέτρηση των γωνιών έγινε με μοιρογνωμόνιο.

Μετρήθηκε η γωνία μισής ισχύος στο οριζόντιο επίπεδο: $\theta=60^\circ$ και στο κάθετο επίπεδο: $\varphi=90^\circ$. Η ενεργός γωνία ακτινοβολίας (effective angle) είναι ίση με 1,5 steradian. Ο παρακάτω τύπος μας δίνει τη κατευθυντικότητα της κεραίας εφόσον γνωρίζουμε τις γωνίες μισής ισχύος, η οποία δεν διαφέρει σημαντικά από τη τιμή που μας έδωσε το ADS.

$$D = \frac{4\pi}{\theta_{rad} \cdot \varphi_{rad}} \rightarrow D_{dB} = 10 \log \frac{4\pi}{\theta_{rad} \cdot \varphi_{rad}} \rightarrow$$

$$D_{dB} = 10 \log \frac{4\pi}{1 \cdot 1,5} \rightarrow D_{dB} = 9,23dB$$

Παρόλο που οι μετρήσεις δεν έγιναν σε ανηχοϊκό θάλαμο λόγω μη διάθεσης, και υπήρξαν παρεμβολές όπως πολύοδη διάδοση λόγω ανακλάσεων του κύματος, εκπομπές από τα υπόλοιπα όργανα του εργαστηρίου, και τη μη τέλεια γεωμετρική διάταξη των κεραιών που επηρέασαν τα αποτελέσματα των μετρήσεων, αυτές κρίνονται ικανοποιητικές.

РАНЕЕ НЕ ПЕРПА

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 5

ΣΧΕΔΙΑΣΗ ΜΙΚΡΟΚΥΜΑΤΙΚΩΝ ΦΙΛΤΡΩΝ

5.1 Εισαγωγή

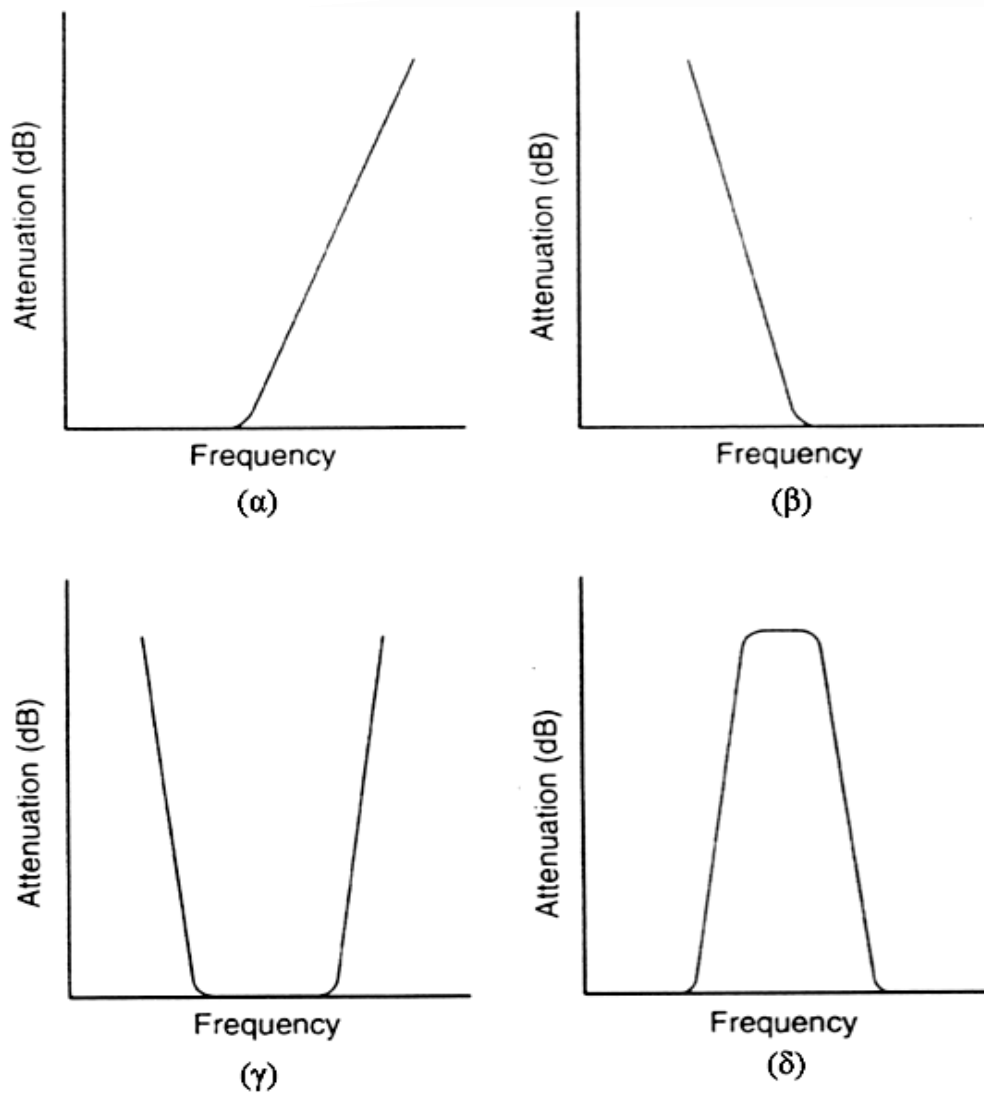
Στα ηλεκτρονικά, τις ραδιοσυχνότητες και τις μικροκυματικές τηλεπικοινωνίες, τα φίλτρα είναι ζωτικής σημασίας συστατικά σε μία ποικιλία ηλεκτρονικών συστημάτων. Χρησιμοποιούνται για την ανίχνευση της επιθυμητής συχνότητας ή σήματος οπότε και ονομάζονται διέλευσης ζώνης και για να απορρίπτουν τις ανεπιθύμητες συχνότητες και ονομάζονται αποκοπής ζώνης. Το φίλτρο λειτουργεί επιτυχάνοντας μεγάλη εξασθένηση (ιδανικά άπειρη) για τις συχνότητες αποκοπής και ελάχιστη εξασθένηση (ιδανικά μηδενική) για τις συχνότητες διέλευσης ζώνης. Τα φίλτρα μπορούν να σχεδιαστούν χρησιμοποιώντας είτε ενεργές συσκευές, όπως τρανζίστορ και λειτουργικούς ενισχυτές, είτε παθητικές όπως τα πηνία και οι πυκνωτές. Ωστόσο στις ραδιοεπικοινωνίες και στις μικροκυματικές επικοινωνίες που οι συχνότητες είναι υψηλές, οι παθητικές συσκευές είναι προτιμότερες. Οι συσκευές τηλεπικοινωνιών ραδιοσυχνοτήτων και μικροκυμάτων όπως ασύρματα τηλέφωνα, κυψελοειδή συστήματα επικοινωνίας, δίκτυα τοπικής περιοχής (LAN) και τα συστήματα προσωπικής επικοινωνίας έχουν σημαντικό ρόλο στην καθημερινή μας ζωή. Ο τρέχων ρυθμός ανάπτυξης στις ραδιοσυχνότητες και την μικροκυματική τεχνολογία τείνει να αυξάνεται συνεχώς. Έτσι είναι ενδιαφέρον να διερευνηθεί η σχεδίαση μικροκυματικών φίλτρων βασισμένα στις αρχές των συζευγμένων γραμμών. Παραδοσιακά, τα μικροταινιακά ζωνοπερατά φίλτρα που υλοποιούνται με συζευγμένες γραμμές χρησιμοποιούνται ευρέως σε πολλά μικροκυματικά συστήματα. Τα φίλτρα αυτού του είδους είναι δημοφιλή καθώς έχουν επίπεδη δομή και απλή διαδικασία δημιουργίας.

5.2 Μικροκυματικά φίλτρα

Τα μικροκυματικά φίλτρα είναι παθητικά δίθυρα δίκτυα τα οποία προσεγγίζουν το ιδανικό μικροκυματικό φίλτρο με κάποια αποδεκτή ανοχή. Τα φίλτρα χωρίζονται σε τέσσερις βασικές κατηγορίες, με βάση τις περιοχές συχνοτήτων στις οποίες επιτρέπουν την διέλευση του σήματος εισόδου.

- Τα βαθυπερατά φίλτρα, τα οποία επιτρέπουν την διέλευση σημάτων με συχνότητες από μηδέν μέχρι κάποιο ανώτατο όριο f_c και εξασθενούν σήματα με συχνότητες μεγαλύτερες από την συχνότητα αποκοπής f_c .
- Τα υψιπερατά φίλτρα, τα οποία επιτρέπουν την διέλευση σημάτων με συχνότητες μεγαλύτερες από την συχνότητα αποκοπής f_c και απορρίπτουν τα σήματα με συχνότητες μικρότερες από την f_c .
- Τα φίλτρα διέλευσης ζώνης, τα οποία επιτρέπουν την διέλευση σημάτων με συχνότητες που βρίσκονται εντός της περιοχής με όρια τις συχνότητες αποκοπής f_{c1} , f_{c2} και απορρίπτουν όλα τα άλλα σήματα.
- Τα φίλτρα αποκοπής ζώνης, τα οποία απορρίπτουν την διέλευση σημάτων με συχνότητες εντός της περιοχής με όρια τις συχνότητες αποκοπής f_{c1} , f_{c2} και επιτρέπουν την διέλευση σε όλα τα άλλα σήματα.

Τα ζωνοπερατά φίλτρα διαχωρίζονται σε φίλτρα ευρείας ζώνης (30-70% επί της κεντρικής συχνότητας) και σε φίλτρα στενής ζώνης (2-30% επί της κεντρικής συχνότητας).



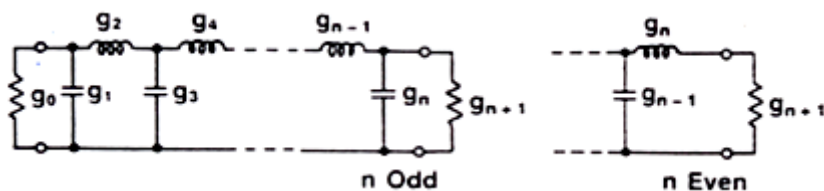
Σχήμα 5.1 Απόκριση α) Χαμηλοπερατού, β) Υψηλοπερατού, γ) Διέλευσης ζώνης, δ) Αποκοπής ζώνης φίλτρο

Τα φίλτρα μπορούν να διαχωριστούν επίσης σε ανακλαστικά και απορροφητικά. Τα ανακλαστικά φίλτρα ανακλούν την ισχύ του σήματος εισόδου στις περιοχές αποκοπής, ενώ τα απορροφητικά καταναλώνουν εσωτερικά την ισχύ του σήματος εισόδου στις περιοχές αποκοπής. Στις περισσότερες εφαρμογές χρησιμοποιούνται ανακλαστικά φίλτρα.

Οι βασικές παράμετροι που μας ενδιαφέρουν σε ένα φίλτρο είναι η περιοχή συχνοτήτων στην οποία λειτουργεί, το εύρος ζώνης του, η στροφή φάσης που προκαλεί στο σήμα εισόδου και οι συχνότητες αποκοπής με τις αντίστοιχες επιθυμητές εξασθενήσεις.

Ένα ιδανικό ζωνοπερατό φίλτρο δεν πρέπει να προκαλεί εξασθένηση ή στροφή φάσης στις συχνότητες εντός του εύρους ζώνης του, ενώ πρέπει να προκαλεί άπειρη εξασθένηση σε όλες τις άλλες συχνότητες. Επειδή ένα τέτοιο φίλτρο δεν είναι δυνατόν να κατασκευαστεί στην πράξη, χρησιμοποιούμε μια πολυωνυμική συνάρτηση μεταφοράς τύπου Butterworth, Chebyshev ή Bessel προκειμένου να μοντελοποιήσουμε την απόκριση συχνότητας του φίλτρου. Στο σχήμα (5.2) φαίνεται ένα πρωτότυπο βαθυπερατό φίλτρο το οποίο αποτελείται από πηνία και πυκνωτές, με κανονικοποιημένη αντίσταση εισόδου 1Ω και κανονικοποιημένη συχνότητα αποκοπής 1rad . Μετατρέποντας την κλίμακα των τιμών των g του πρωτότυπου βαθυπερατού φίλτρου, μπορούμε να επιτύχουμε την επιθυμητή απόκριση συχνότητας και την επιθυμητή εξασθένηση του σήματος εισόδου.

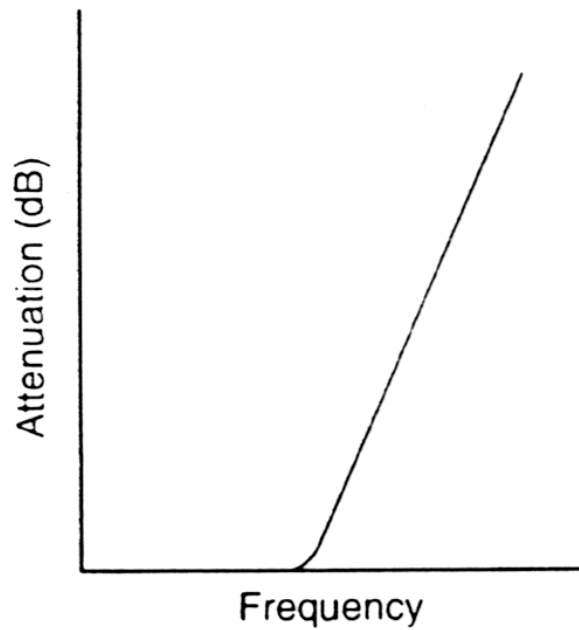
Χρησιμοποιώντας κατάλληλους μετασχηματισμούς, μπορούμε με βάση το πρωτότυπο βαθυπερατό φίλτρο να σχεδιάσουμε άλλους τύπους φίλτρων, όπως υψιπερατά, διέλευσης ζώνης και αποκοπής ζώνης.



Σχήμα 5.2 Πρωτότυπο βαθυπερατό φίλτρο [10]

5.2.1 Φίλτρο επίπεδης απόκρισης Butterworth

Στο βαθυπερατό πρωτότυπο φίλτρο Butterworth, η εξασθένηση του σήματος εισόδου πρέπει να είναι επίπεδη στις συχνότητες κοντά στο μηδέν και να αυξάνεται με όσο το δυνατόν μεγαλύτερη κλίση καθώς αυξάνεται η συχνότητα (σχήμα 5.3).



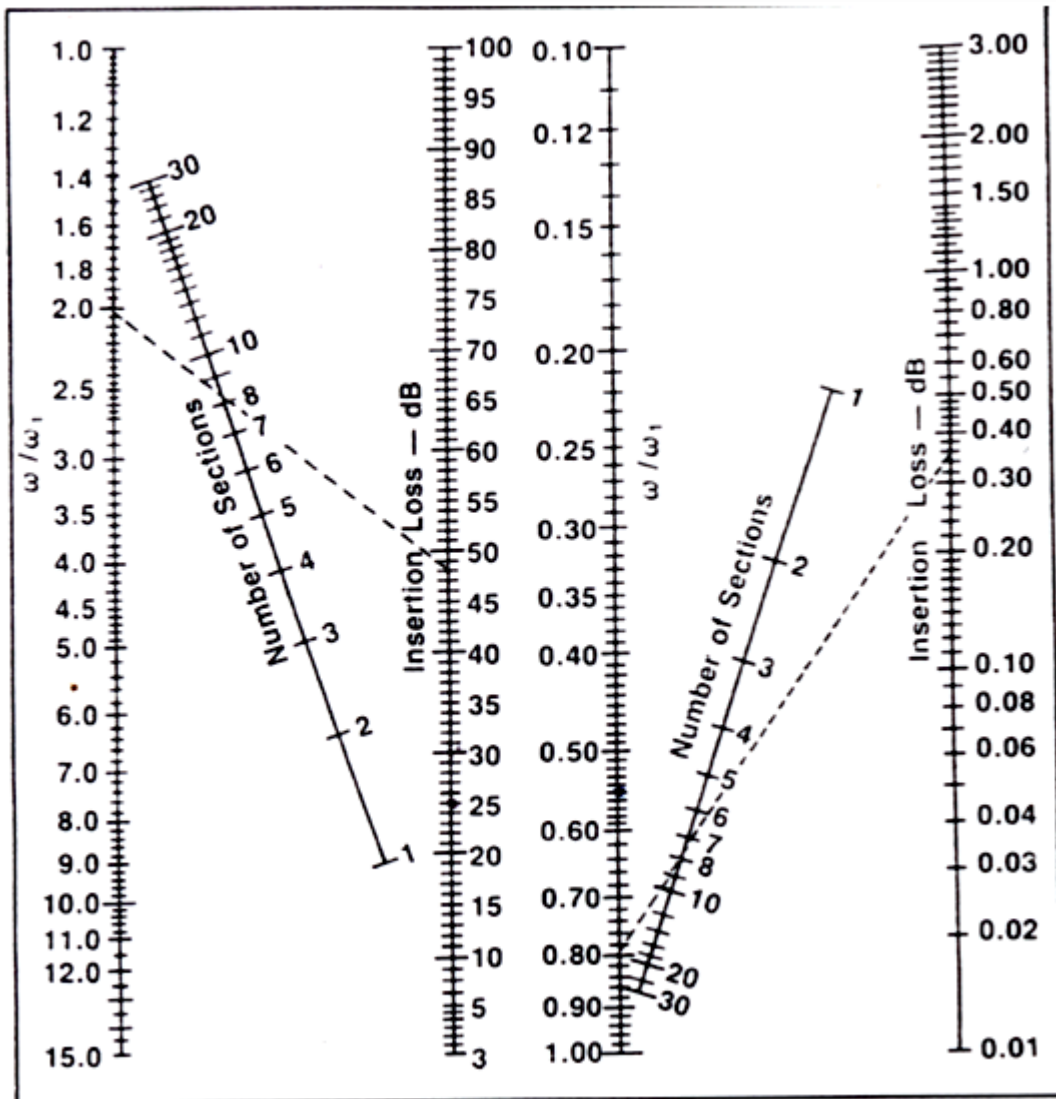
Σχήμα 5.3 Απόκριση φίλτρου επίπεδης απόκρισης Butterworth [10]

Η εξασθένιση του σήματος στην είσοδο του βαθυπερατού φίλτρου Butterworth συναρτήσει της συχνότητας δίνεται από τον τύπο 5.1 :

$$IL = 10 \log \left[1 + \left(\frac{f}{f_c} \right)^{2n} \right] \quad (5.1)$$

όπου f_c η συχνότητα μισής ισχύος (-3 dB) και n η τάξη του φίλτρου.

Από το νομογράφημα Butterworth όπως φαίνεται και στο παρακάτω σχήμα, μπορούμε να υπολογίσουμε την τάξη του φίλτρου, εφόσον γνωρίζουμε το εύρος ζώνης και την επιθυμητή εξασθένιση στην συχνότητα αποκοπής.



Σχήμα 5.4 Νομογράφημα Butterworth [10]

Οι τιμές των στοιχείων του πρωτότυπου βαθυπερατού φίλτρου Butterworth μπορούν να υπολογιστούν από τους τύπους :

$$g_0 = 1$$

$$g_k = 2 \sin \left[\frac{(2k-1)}{2n} \pi \right], \text{ όπου } k=1,2,\dots,n$$

$$g_{k+1} = 1, \text{ για όλα τα } n$$

Στον πίνακα του σχήματος 5.5 φαίνονται οι τιμές των στοιχείων του πρωτότυπου Butterworth για φίλτρα που αποτελούνται από 1 μέχρι 10 στοιχεία.

Value of n	g_1	g_2	g_3	g_4	g_5	g_6	g_7	g_8	g_9	g_{10}	g_{11}
1	2.000	1.000									
2	1.414	1.414	1.000								
3	1.000	2.000	1.000	1.000							
4	0.7654	1.848	1.848	0.7654	1.000						
5	0.6180	1.618	2.000	1.618	0.618	1.000					
6	0.5176	1.414	1.932	1.932	1.414	0.5176	1.000				
7	0.4450	1.247	1.802	2.000	1.802	1.247	0.445	1.000			
8	0.3902	1.111	1.663	1.962	1.962	1.663	1.111	0.3902	1.000		
9	0.3473	1.000	1.532	1.879	2.000	1.879	1.532	1.000	0.3473	1.000	
10	0.3129	0.908	1.414	1.782	1.975	1.975	1.782	1.414	0.908	0.3129	1.000

Σχήμα 5.5 Πίνακας με στοιχεία του πρωτότυπου Butterworth [10]

Από αυτές τις τιμές μπορούμε να υπολογίσουμε τα στοιχεία ενός βαθυπερατού φίλτρου με τους τύπους :

$$L = \frac{g \cdot R}{\omega_b} \quad (5.2)$$

$$C = \frac{g}{\omega_b \cdot R} \quad (5.3)$$

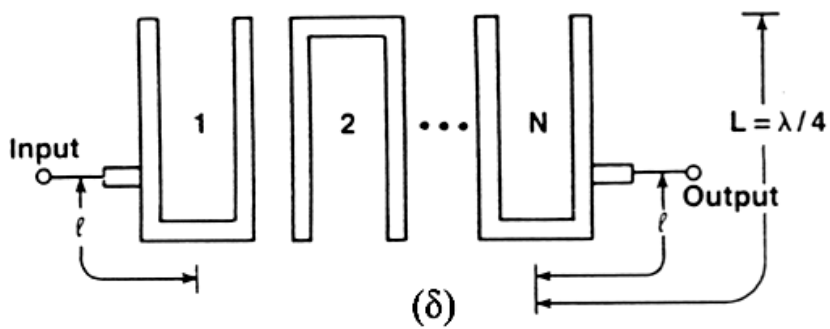
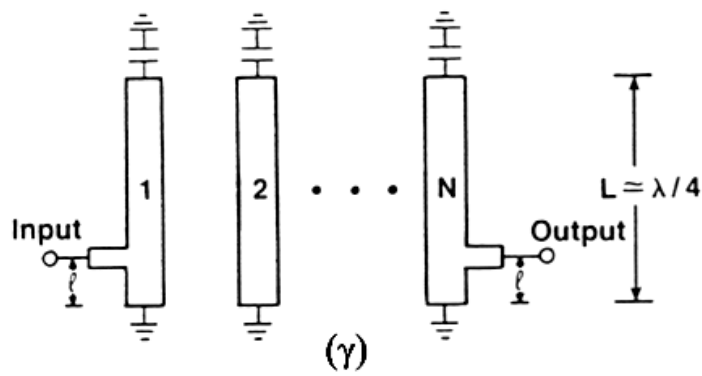
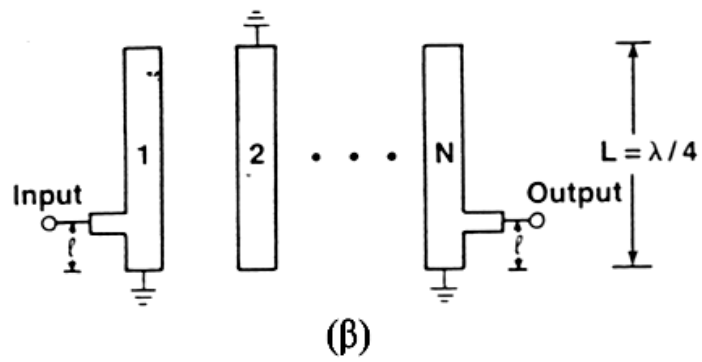
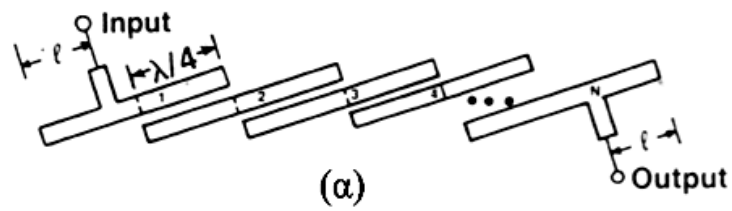
όπου, R είναι η αντίσταση τερματισμού της εισόδου του φίλτρου και $\omega_b = 2\pi f$ η κυκλική συχνότητα αποκοπής του φίλτρου.

5.2 Μικροκυματικά φίλτρα με συντονιστές μικροταινιών

Στις μικροκυματικές συχνότητες, πολλές φορές συμφέρει η χρήση συντονισμένων μικροταινιών για την κατασκευή φίλτρων αντί για διακριτά στοιχεία (πηνία, πυκνωτές). Οι συντονιστές αυτοί μπορούν να είναι συζευγμένοι είτε σε σειρά είτε παράλληλα. Επειδή τα μικροκυματικά φίλτρα που αποτελούνται από συντονιστές συζευγμένους σε σειρά τείνουν να έχουν μεγάλο μήκος, είναι περισσότερο διαδεδομένα τα φίλτρα με παράλληλα συζευγμένους συντονιστές τα οποία έχουν σημαντικά μικρότερο μέγεθος. Μερικά διαδεδομένα μικροκυματικά φίλτρα που χρησιμοποιούν συντονιστές μικροταινιών συζευγμένους παράλληλα είναι το φίλτρο παράλληλων συντονιστών μήκους $\lambda/2$ (σχήμα 5.10α), το φίλτρο interdigital (σχήμα 5.10β), το φίλτρο combline (σχήμα 5.10γ) και το φίλτρο τύπου χτένας (Hairpin filter) (σχήμα 5.10δ).

Στη συνέχεια θα γίνει μελέτη και των τριών ζωνοπερατών φίλτρων που μας δίνει τη δυνατότητα το ADS 2008 update 2 να σχεδιάσουμε, δηλαδή με παράλληλα συζευγμένες γραμμές μεταφοράς (Coupled line) το οποίο και υλοποιήθηκε, τύπου χτένας (Hairpin) και το ζιγκ-ζαγκ (ZigZag).

Το υπόστρωμα που επιλέχθηκε είναι το εποξικό γυαλί (FR4), με διηλεκτρική σταθερά $\epsilon_r=4,6$, πάχος $H=1,5\text{mm}$, επαπτομένη απωλειών $\text{TanD}=0,018$ και το πάχος του χαλκού είναι $T=35\mu\text{m}$.

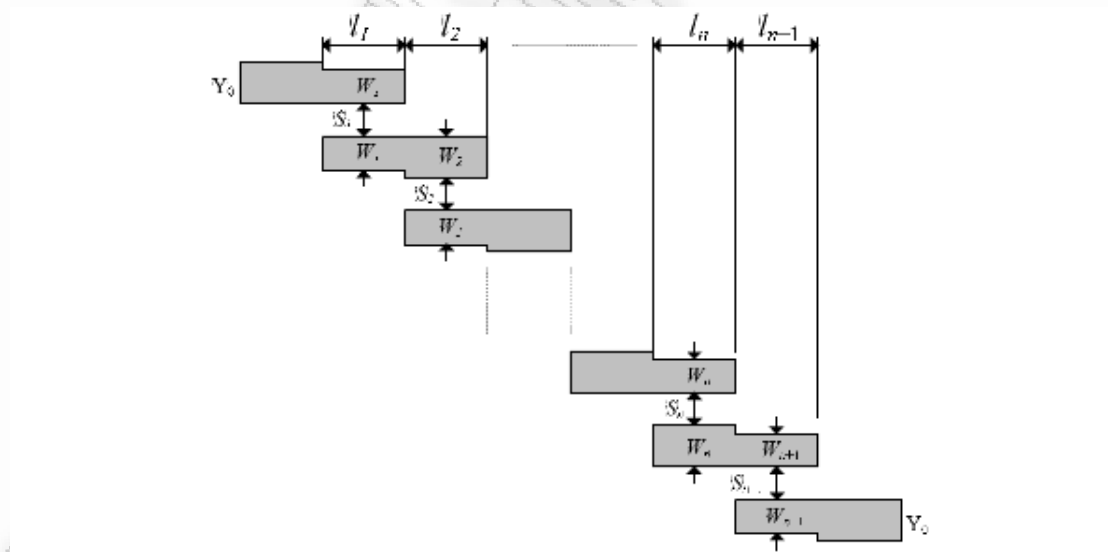


Σχήμα 5.10 Μικροκυματικά φίλτρα με συντονιστές μικροταινιών

5.3 Μικροκυματικό φίλτρο παράλληλα συζευγμένων γραμμών μεταφοράς (Coupled line filter)

Για τη σχεδίαση φίλτρων με συζευγμένες γραμμές χρησιμοποιείται η βασική γνώση των άρτιων και περιπλών ζεύξεων των κυμάτων στις γραμμές μεταφοράς, έχοντας σαν αποτέλεσμα τη δημιουργία γραμμών αντιστάσεων με άρτια και περιπλά χαρακτηριστικά.

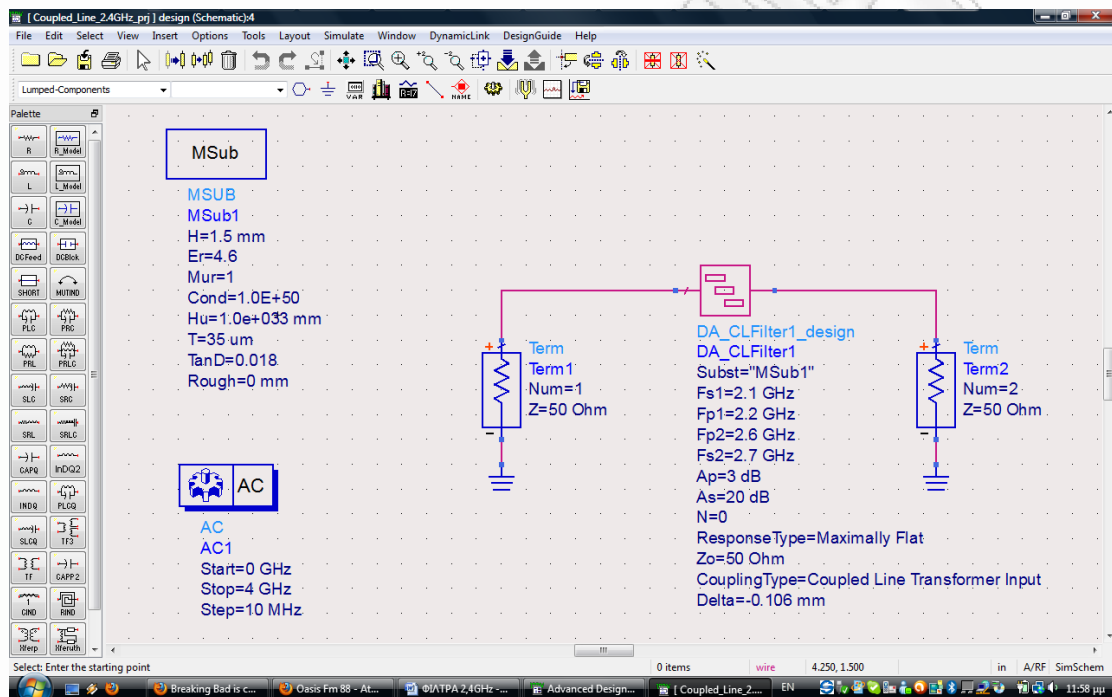
Το φίλτρο παράλληλα συζευγμένων γραμμών μεταφοράς αποτελείται από ανυποκυκλωμένους συντονιστές, μήκους περίπου $\frac{\lambda_g}{2}$, οι οποίοι συζευγνύονται με ένα γειτονικό τους περίπου στο μισό τους μήκος. Αυτή η παράλληλη διάταξη δίνει σχετικά μεγάλη ζεύξη για συγκεκριμένη απόσταση ανάμεσα στους συντονιστές και γι' αυτό το λόγο η δομή του φίλτρου επιτρέπει την κατασκευή φίλτρων με μεγαλύτερο εύρος ζώνης σε σχέση με άλλες κατασκευές. Στο σχήμα που ακολουθεί φαίνεται η υλοποίηση ενός τέτοιου φίλτρου.



Σχήμα 5.11 Γενική δομή φίλτρου παράλληλα συζευγμένων γραμμών [10]

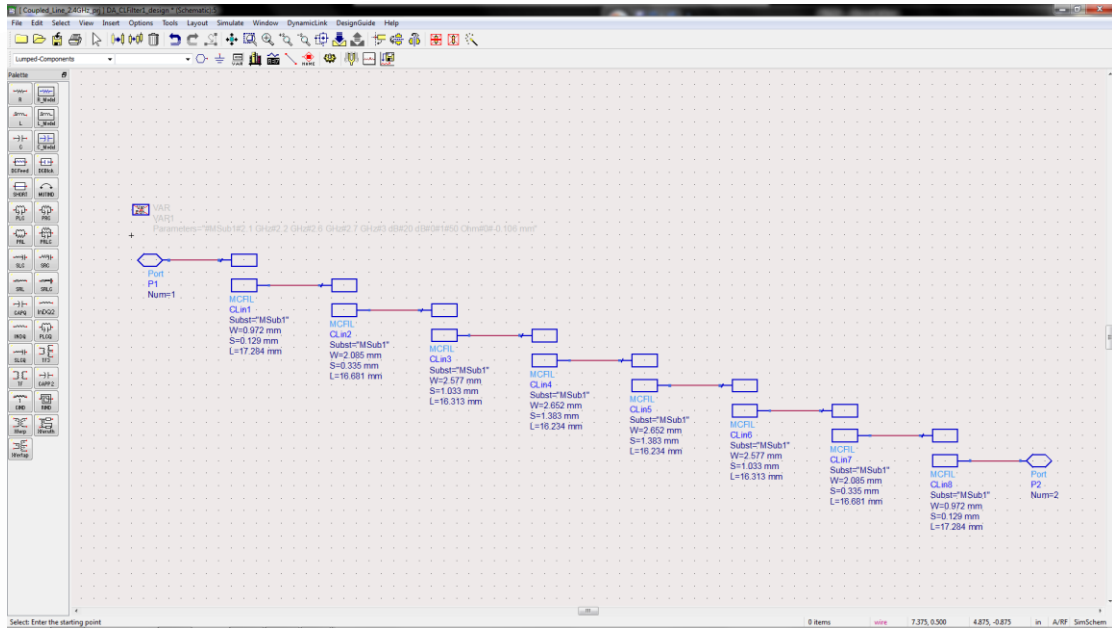
Μία συζευγμένη μικροταινιακή γραμμή αποτελείται από δύο γραμμές που τις χωρίζει απόσταση S και συνδέεται με ένα διηλεκτρικό μέσο πάχους d και διηλεκτρικής σταθεράς ϵ_r . Οι μικροταινιακές γραμμές έχουν πλάτος W και το πάχος αυτό είναι αμελητέο συγκρινόμενο με το πάχος του διηλεκτρικού.

Στο σχήμα (5.12) που ακολουθεί φαίνεται το σχηματικό του φίλτρου διέλευσης ζώνης με παράλληλες συζευγμένες γραμμές που δημιουργήθηκε με τη βοήθεια του προγράμματος ADS 2008 update2. Θέλουμε η κεντρική συχνότητα του ζωνοπερατού φίλτρου να βρίσκεται στα 2,4GHz και το εύρος ζώνης (-3dB) να είναι 400MHz. Οι συχνότητες αποκοπής βρίσκονται στα 2,1 και 2,7GHz με εξασθένηση σήματος -30 dB. Στα άκρα του φίλτρου υπάρχει εμπέδηση των 50Ω.



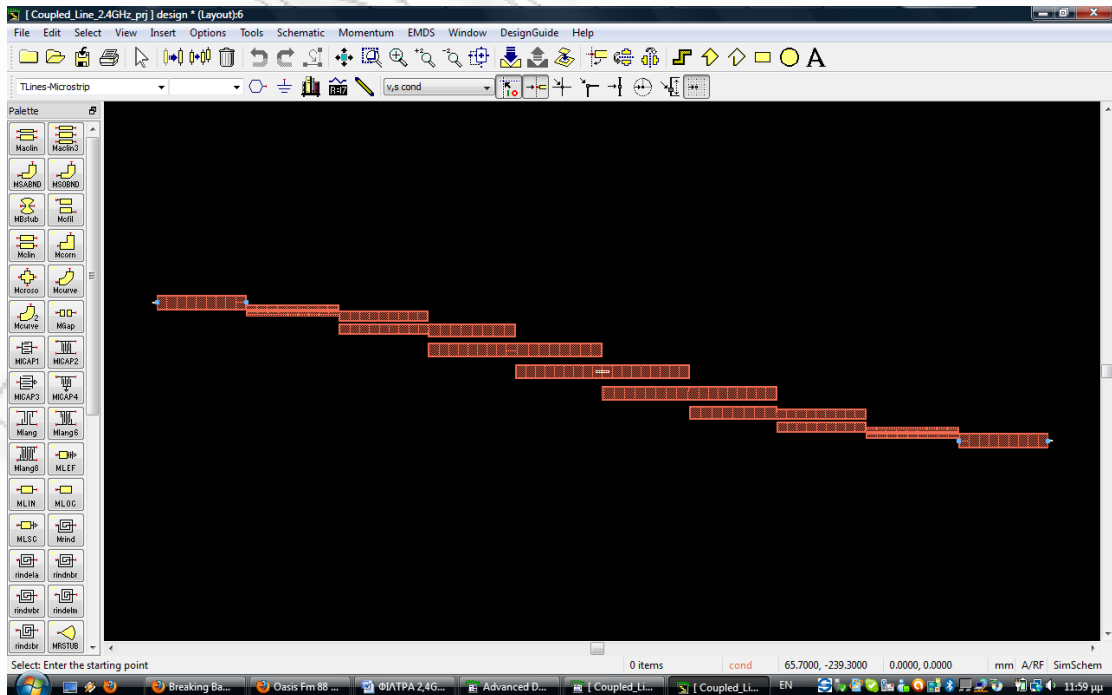
Σχήμα 5.12 Φίλτρο διέλευσης ζώνης με παράλληλες συζευγμένες γραμμές

Στην συνέχεια, όπως φαίνεται και στο παρακάτω σχήμα (5.13) το πρόγραμμα δημιούργησε το φίλτρο και υπολόγισε τις αποστάσεις των μικροταινιακών γραμμών.



Σχήμα 5.13 Σχηματικό φίλτρου με παράλληλες συζευγμένες γραμμές

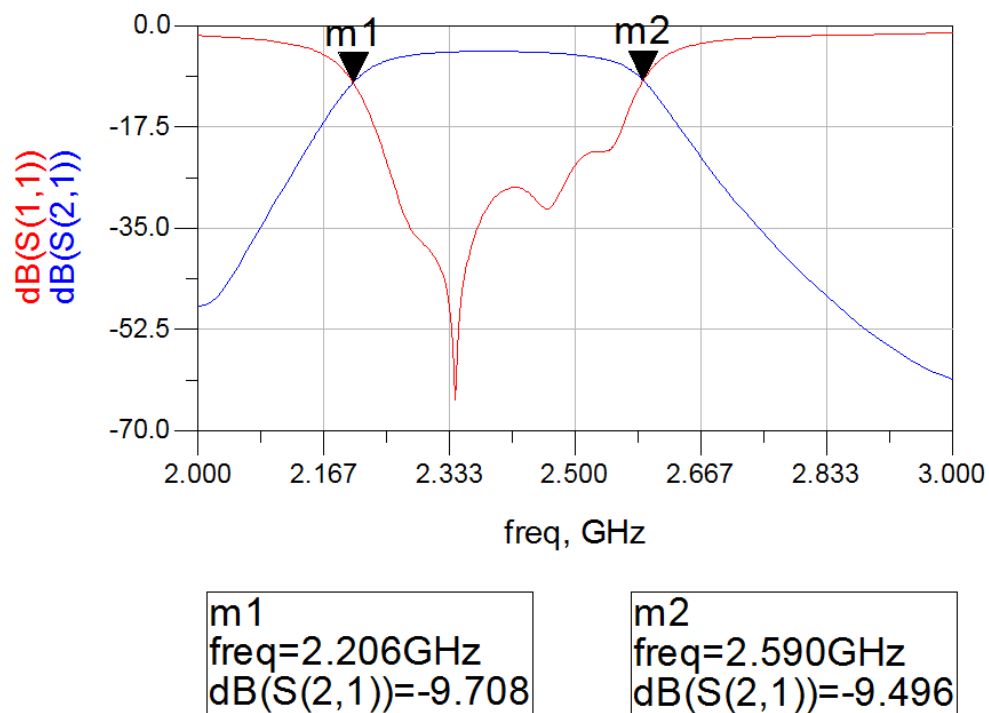
Έπειτα δημιουργήθηκε το τυπωμένο κύκλωμα του φίλτρου, σχήμα (5.14), σε κάθε άκρη του οποίου έχουμε προσθέσει και από έναν ακροδέκτη εμπέδησης 50Ω και διαστάσεων $x_a=16,75\text{mm}$ $y_a=2,73\text{mm}$, έτσι ώστε τα καλώδια του κοντέκτορα SMA να κολληθούν πάνω στους ακροδέκτες και όχι κατ' ευθείαν πάνω στο φίλτρο.



Σχήμα 5.14 Τυπωμένο κύκλωμα Coupled Line φίλτρου

Οι συνολικές διαστάσεις του τυπωμένου κυκλώματος του Coupled Line φίλτρου μαζί με τους ακροδέκτες είναι: $X=166,52$ mm $Y= 28,50$ mm

Τέλος, εκτελέστηκε ηλεκτρομαγνητική προσομοίωση του φίλτρου (Momentum Simulation), για τις συχνότητες από 2GHz-3GHz. Τα αποτελέσματα για τις παραμέτρους σκέδασης S_{11} , S_{21} φαίνονται στο σχήμα (5.15) που ακολουθεί. Παρατηρούμε ότι το εύρος ζώνης είναι περίπου 384MHz, και η κεντρική συχνότητα είναι στα 2,398MHz.

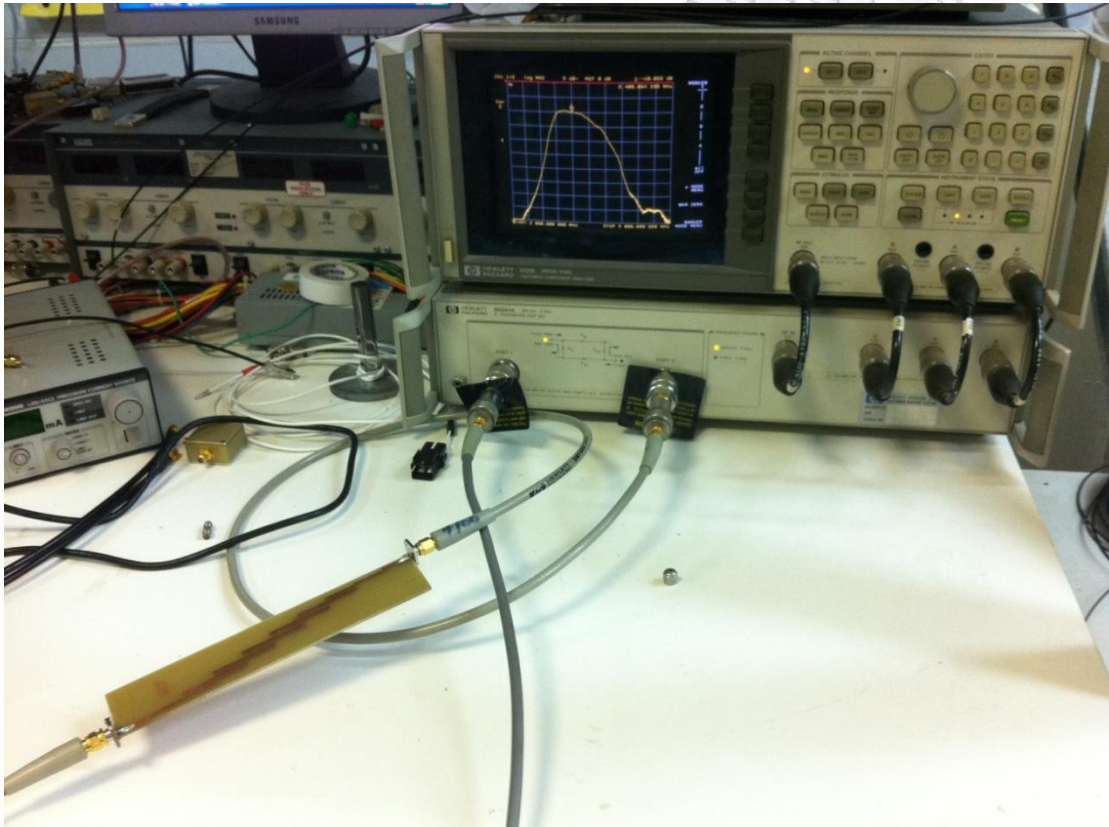


Σχήμα 5.15 Παράμετροι σκέδασης S_{11} , S_{21} Coupled Line φίλτρου

Στη κεντρική συχνότητα έχουμε απώλειες διέλευσης (insertion loss) $IL= -4,473$ dB, κυρίως λόγω απωλειών του διηλεκτρικού. Αν λάβουμε υπόψη μας αυτές τις απώλειες, στα σημεία τομής των S_{11} - S_{21} όπου έχουμε απώλεια ισχύος -3 dB η συχνότητες είναι 2,206GHz και 2,59GHz. Στις συχνότητες αποκοπής στα 2,1GHz η εξασθένηση είναι ίση με -30 dB και στα 2,7GHz ίση με $-28,9$ dB. Διαπιστώνουμε ότι τα αποτελέσματα της προσομοίωσης του φίλτρου δεν διαφέρουν από τις προδιαγραφές που έχουμε θέσει.

Στη συνέχεια έγινε κατασκευή του συγκεκριμένου φίλτρου και ακολούθησαν μετρήσεις στο εργαστήριο (σχήμα 5.16). Για τις μετρήσεις χρησιμοποιήθηκαν τα παρακάτω όργανα:

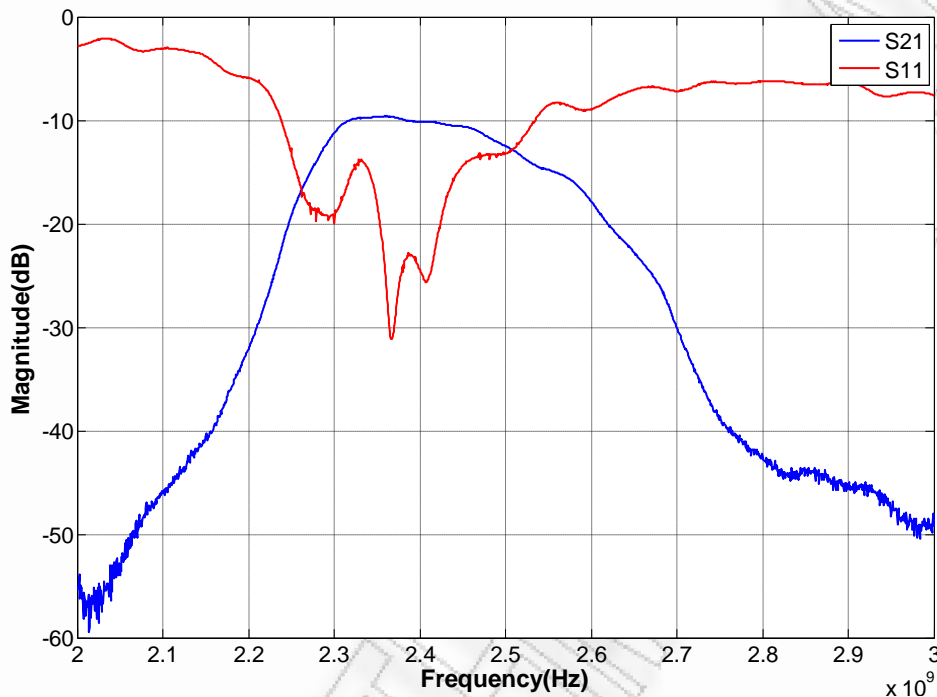
- Hewlett Packard 8702B Lightwave Component Analyzer 300KHz- 6GHz
- Hewlett Packard 85047A S-Parameter Test Set 300KHz- 6GHz



Σχήμα 5.16 Μέτρηση του φίλτρου σε network analyzer

Πριν ξεκινήσουμε τη μέτρηση κάνουμε βαθμονόμηση- calibration του οργάνου σε όλη τη περιοχή συχνοτήτων 2-3GHz, συνδέοντας μεταξύ τους τα ομοαξονικά καλώδια των δύο ports και χρησιμοποιώντας κατάλληλη ρουτίνα του αναλυτή. Στη βαθμονόμηση η συνάρτηση μεταφοράς μεταξύ των 2 port παρουσιάζει καλωδίων αποθηκεύεται ψηφιακά και αφαιρείται από τη συνολική συνάρτηση μεταφοράς του συστήματος ώστε το αποτέλεσμα να αφορά μόνο τη μετρούμενη διάταξη. Συνδέουμε στο port 1 του αναλυτή δικτυωμάτων την είσοδο του φίλτρου και στο port 2 την έξοδο του μέσω ομοαξονικών καλωδίων χαμηλών απωλειών και εμπέδησης 50Ω. Για τη

μέτρηση του συντελεστή ανάκλασης θέτουμε τον αναλυτή στο αντίστοιχο mode μέτρησης του S_{11} όπως και για τη μέτρηση του S_{21} . Ακολουθούν οι παράμετροι σκέδασης που προκύπτουν έπειτα από τη μέτρηση του φίλτρου στο εργαστήριο.



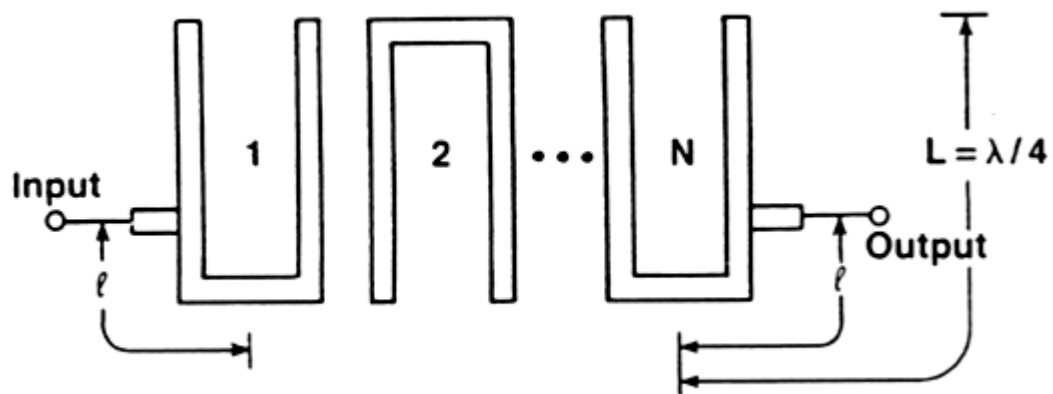
Σχήμα 5.17 Παράμετροι σκέδασης S_{11} , S_{21} Coupled Line φίλτρου

Παρατηρώντας τις παραπάνω καμπύλες διαπιστώνουμε ότι οι απώλειες διέλευσης στη κεντρική συχνότητα, η οποία είναι στα 2,39GHz, είναι ίσες με -10dB. Απώλεια μισής ισχύος (-3dB) έχουμε στα σημεία τομής, δηλαδή στα 2,26GHz και στα 2,52GHz. Στις συχνότητες αποκοπής, δηλαδή στα 2,1GHz η εξασθένηση είναι ίση με -47dB και στα 2,7GHz ίση με -30dB. Λαμβάνοντας υπόψη τις απώλειες διέλευσης, η εξασθένηση στα 2,1GHz είναι ίση με -37dB και στα 2,7GHz ίση με -20dB. Τέλος το εύρος ζώνης είναι περίπου 260MHz.

Οι αποκλίσεις οφείλονται κυρίως στη κατασκευαστική ατέλεια των χαλκοδιαδρόμων, όπου παρατηρούμε μικροανωμαλίες στην ευθεία χάραξη των μικροταινιών, σε πιθανές αποκλίσεις στις διαστάσεις και στην ατελή λείανση στην επιφάνεια του χαλκού.

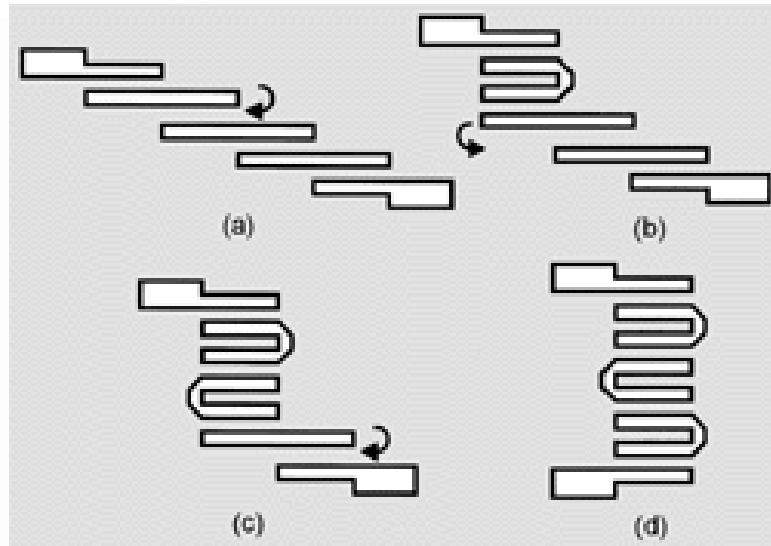
5.4 Μικροκυματικό φίλτρο τύπου χτένας (Hairpin filter)

Το φίλτρο τύπου χτένας (Hairpin filter) είναι ένα μικροκυματικό φίλτρο συζευγμένων γραμμών που λειτουργεί κυρίως σαν ζωνοπερατό φίλτρο. Η λειτουργία του βασίζεται στις συζεύξεις μεταξύ συντονισμένων μικροταινιών σε σχήμα Π. Η χρήση του φίλτρου Hairpin είναι ιδιαίτερα διαδεδομένη σε κατασκευές μικροκυματικών φίλτρων με μικροταινίες, γιατί σε αντίθεση με άλλους τύπους μικροκυματικών φίλτρων όπως το Interdigital και το Comblime, δεν χρειάζεται να γειωθούν τα στελέχη του. Αυτή η ιδιότητα του φίλτρου Hairpin το καθιστά πολύ χρήσιμο, αφού στα μικροκυματικά φίλτρα συζευγμένων γραμμών η σύνδεση με την γείωση πολλές φορές πραγματοποιείται δύσκολα. Στο σχήμα (5.18) φαίνεται ένα φίλτρο Hairpin N τάξης.



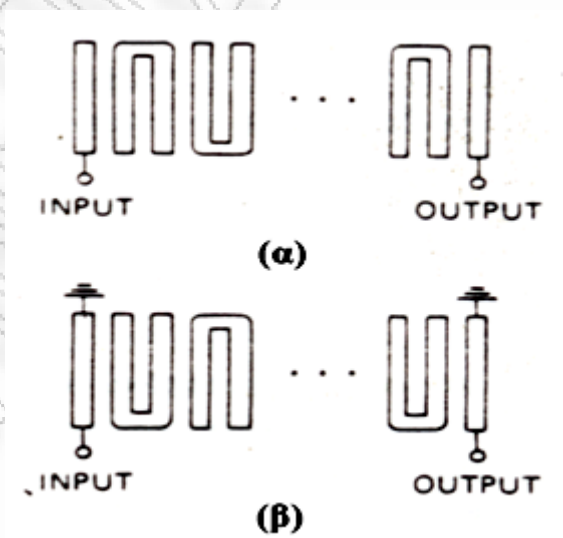
Σχήμα 5.18 Φίλτρο τύπου χτένας με N συντονιστές

Το φίλτρο Hairpin μπορεί να θεωρηθεί μια «διπλωμένη» έκδοση ενός φίλτρου παράλληλων συζευγμένων στελεχών μισού μήκους κύματος. Αυτό γίνεται κατανοητό από το σχήμα (5.17a) όπου φαίνεται η αναδίπλωση του πρώτου συντονισμένου στελεχούς ενός φίλτρου παράλληλων συζευγμένων στελεχών σε συντονιστή τύπου Hairpin. Η διαδικασία μπορεί να συνεχιστεί μέχρι να μετατραπεί ολόκληρο το φίλτρο παράλληλων συζευγμένων γραμμών μήκους $\lambda/2$ σε φίλτρο Hairpin, όπως φαίνεται στα σχήματα (5.19b), (5.19c), (5.19d). Οι συντονιστές τύπου Hairpin έχουν μήκος μικρότερο από $\lambda/4$, εξαιτίας του κομματιού της μικροταινίας που συνδέει τα δύο συζευγμένα στελέχη του φίλτρου.

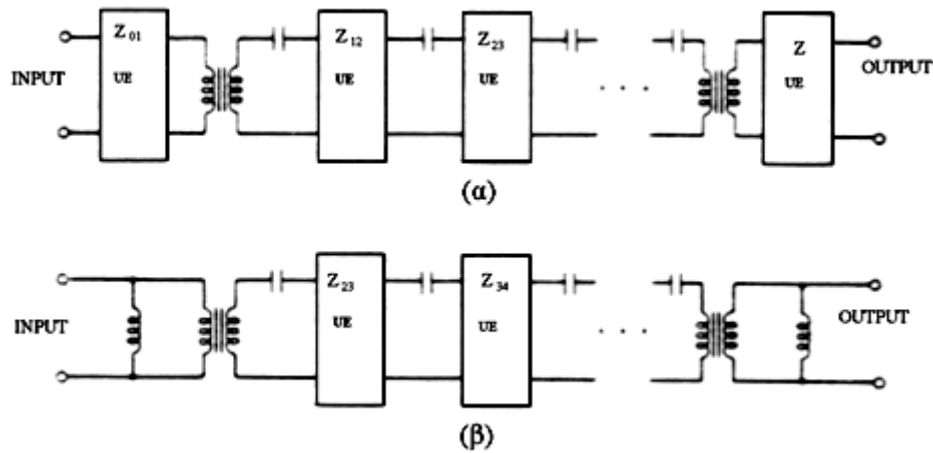


Σχήμα 5.19 Μετατροπή φίλτρου Couple Line σε Hairpin

Τα φίλτρα Hairpin χωρίζονται στα φίλτρα Hairpin τύπου Α και στα φίλτρα Hairpin τύπου Β. Στα φίλτρα Hairpin τύπου Α οι μικροταινίες που βρίσκονται στην είσοδο και στην έξοδο του φίλτρου είναι ανοιχτοκυκλωμένες, ενώ στα φίλτρα Hairpin τύπου Β οι μικροταινίες στην είσοδο και την έξοδο του φίλτρου είναι βραχυκυκλωμένες. Στο σχήμα (5.19) φαίνονται οι δύο τύποι των φίλτρων Hairpin, καθώς και τα ισοδύναμα κυκλώματά τους. Στον σχεδιασμό των ισοδύναμων κυκλωμάτων έχει γίνει η παραδοχή ότι η επαγωγική ζεύξη είναι αμελητέα για μη γειτονικούς συντονιστές.

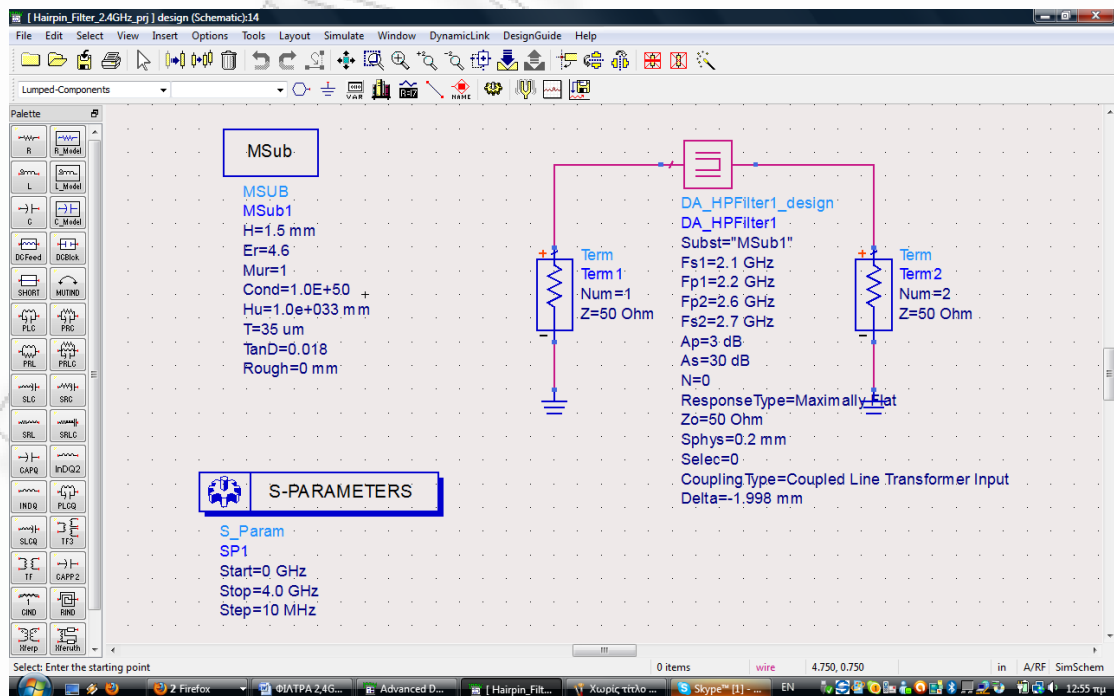


Σχήμα 5.20 Διαφορετικοί τύποι φίλτρων Hairpin



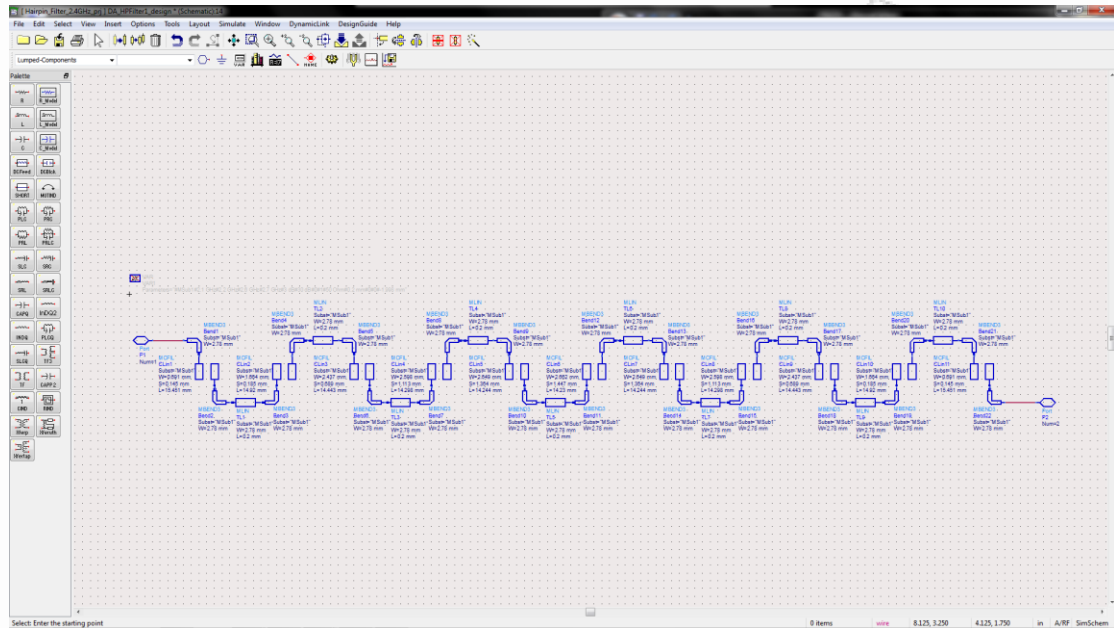
Σχήμα 5.21 Ισοδύναμα κυκλώματα φίλτρων Hairpin

Οι προδιαγραφές που έχουμε θέσει για την κατασκευή του φίλτρου τύπου χτένας, είναι οι ίδιες με το φίλτρο με παράλληλους συζευγμένους συντονιστές, δηλαδή την κεντρική συχνότητα να βρίσκεται στα 2,4GHz και το εύρος ζώνης (-3dB) να είναι 400MHz. Οι συχνότητες αποκοπής βρίσκονται στα 2,1 και 2,7GHz με εξασθένηση σήματος -30dB. Στα άκρα του φίλτρου υπάρχει εμπέδηση των 50Ω. Το σχηματικό κύκλωμα που δημιουργήθηκε φαίνεται στο ακόλουθο σχήμα.



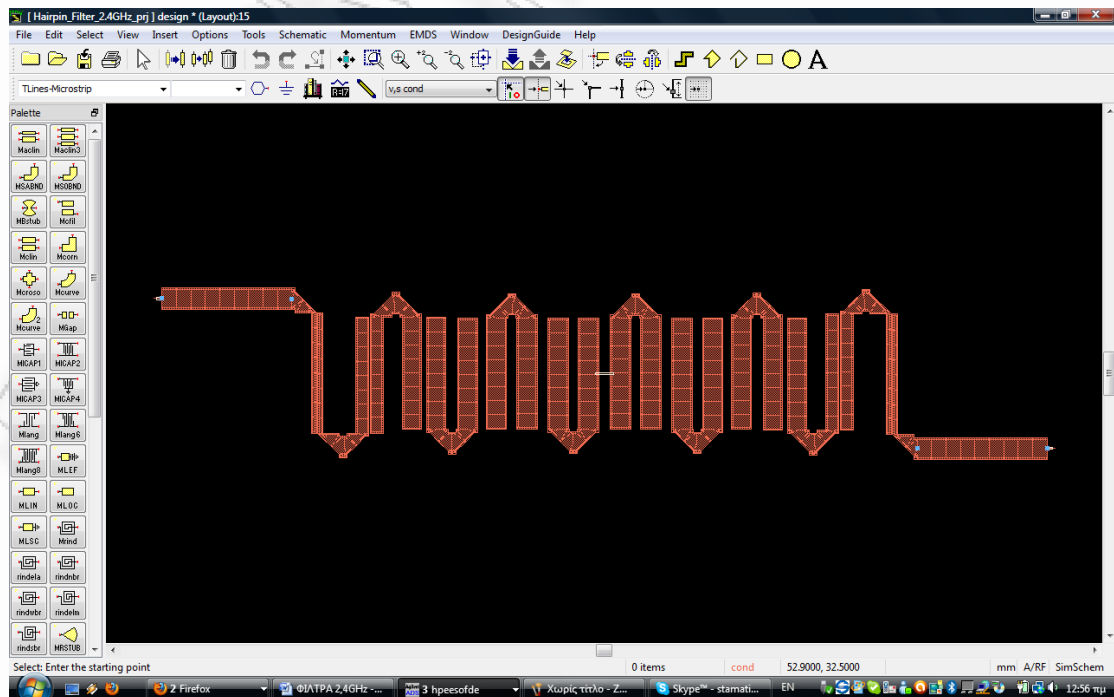
Σχήμα 5.22 Φίλτρο διέλευσης ζώνης τύπου χτένας

Στην συνέχεια, όπως φαίνεται και στο σχήμα (5.23) που ακολουθεί το πρόγραμμα δημιούργησε το φίλτρο και υπολόγισε τις αποστάσεις των μικροταινιακών γραμμών.



Σχήμα 5.23 Σχηματικό φίλτρο με μικροταινιακές γραμμές τύπου χτένας

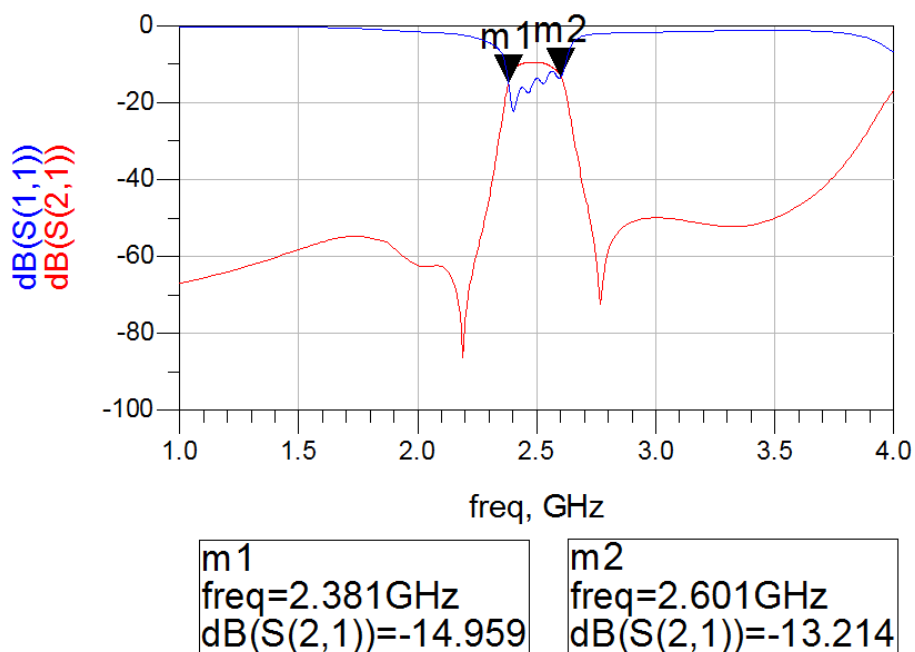
Ακολουθεί το τυπωμένο κύκλωμα του φίλτρο, σχήμα (5.24), σε κάθε άκρη του οποίου έχει προστεθεί ένας ακροδέκτης εμπέδησης 50Ω και διαστάσεων $\alpha=16,75\text{mm}$ $\gamma=2,73\text{mm}$.



Σχήμα 5.24 Τυπωμένο κύκλωμα Hairpin φίλτρο

Οι συνολικές διαστάσεις του τυπωμένου κυκλώματος του φίλτρου Hairpin μαζί με τους ακροδέκτες είναι: $X=114,06$ mm, $Y=21,98$ mm.

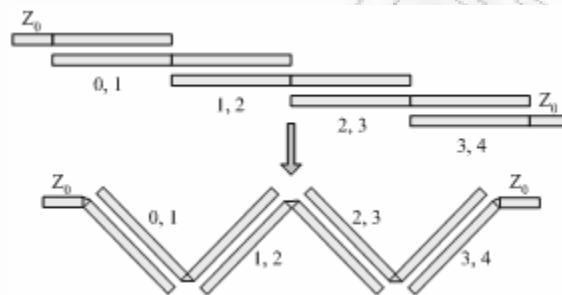
Τέλος, εκτελέστηκε ηλεκτρομαγνητική προσομοίωση του φίλτρου (Momentum Simulation), για τις συχνότητες από 1GHz- 4GHz. Στο σχήμα (5.25) που ακολουθεί φαίνονται τα αποτελέσματα της προσομοίωσης για τις παραμέτρους σκέδασης S_{11} και S_{21} . Το εύρος ζώνης είναι περίπου 220MHz, και η κεντρική συχνότητα είναι στα 2,491MHz. Οι απώλειες διέλευσης στη κεντρική συχνότητα είναι περίπου -9.59dB. Απώλειες μισής ισχύος (-3dB) έχουμε στα σημεία τομής των δύο κυματομορφών, δηλαδή στα 2,381GHz και στα 2,601GHz. Τέλος στις συχνότητες αποκοπής, δηλαδή στα 2,1GHz η εξασθένηση λαμβάνοντας υπόψη τις απώλειες διέλευσης είναι ίση με -54dB ενώ στα 2,7GHz είναι ίση με -34dB.



Σχήμα 5.25 Παράμετροι σκέδασης S_{11} , S_{21} Hairpin φίλτρου

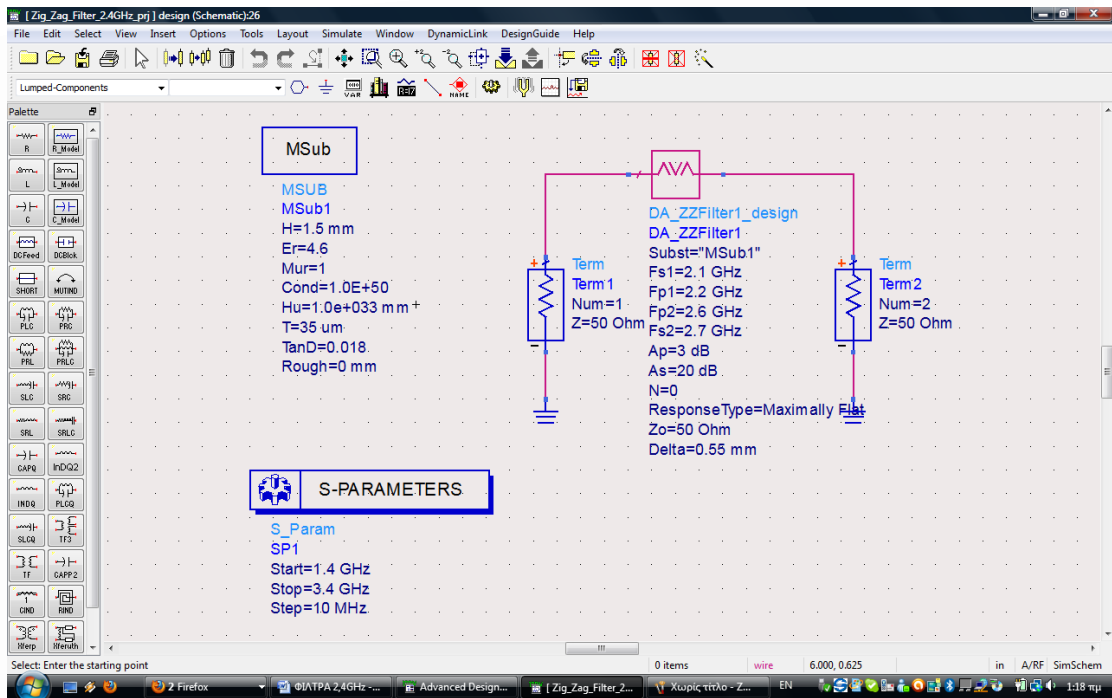
5.5 Μικροκυματικό φίλτρο τύπου Zigzag

Μία άλλη «διπλωμένη» εκδοχή ενός φίλτρου με παράλληλα συζευγμένους συντονιστές είναι το φίλτρο τύπου Zigzag. Το Zigzag μοτίβο χρησιμοποιείται για να μειώσει το μηχανικό μήκος που απαιτείται για την κατασκευή ενός φίλτρου για ένα δεδομένο ηλεκτρικό μήκος. Το δίπλωμα ενός φίλτρου παράλληλων συζευγμένων γραμμών μήκους $\lambda/2$ οδηγεί σε ένα φίλτρο Zigzag όπου οι συντονιστές του έχουν μήκος λίγο μικρότερο από $\lambda/4$, εξαιτίας του κομματιού της μικροταινίας που συνδέει τα δύο συζευγμένα στελέχη του φίλτρου, όπως φαίνεται και στο σχήμα (5.26) που ακολουθεί.



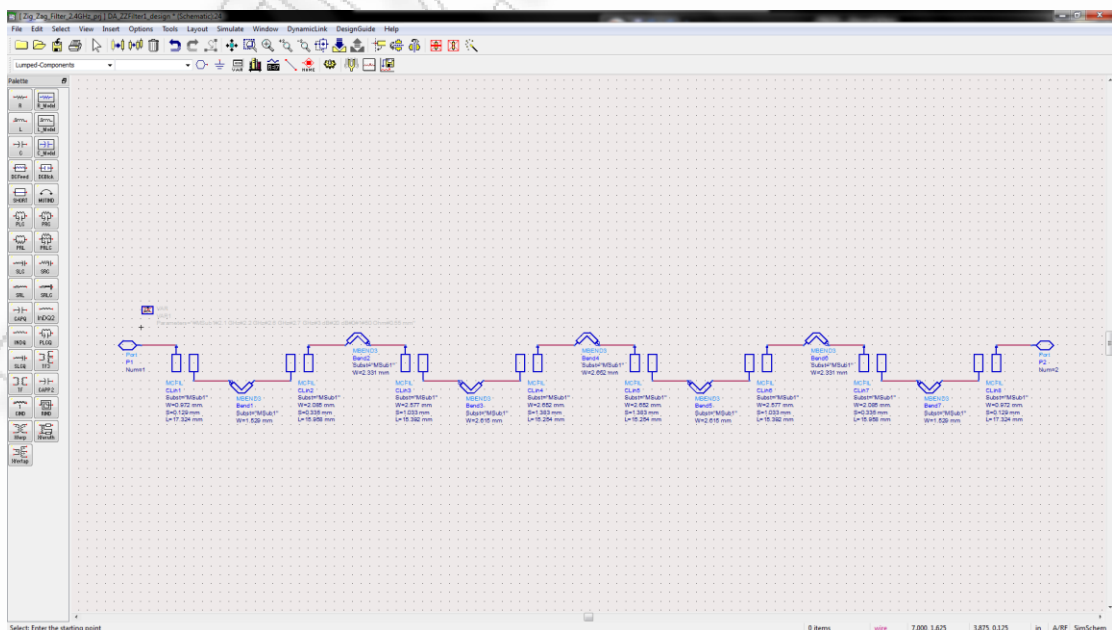
Σχήμα 5.26 Μετατροπή φίλτρου Couple Line σε Zigzag [12]

Και σε αυτή τη περίπτωση οι προδιαγραφές που έχουμε θέσει για την κατασκευή του φίλτρου τύπου Zigzag, είναι οι ίδιες με το φίλτρο με παράλληλους συζευγμένους συντονιστές, δηλαδή την κεντρική συχνότητα να βρίσκεται στα 2,4GHz και το εύρος ζώνης (-3dB) να είναι 400MHz. Οι συχνότητες αποκοπής βρίσκονται στα 2,1 και 2,7GHz με εξασθένηση σήματος -30dB. Στα άκρα του φίλτρου υπάρχει εμπέδηση των 50Ω. Στο ακόλουθο σχήμα (5.27) φαίνεται το σχηματικό κύκλωμα που δημιουργήθηκε.



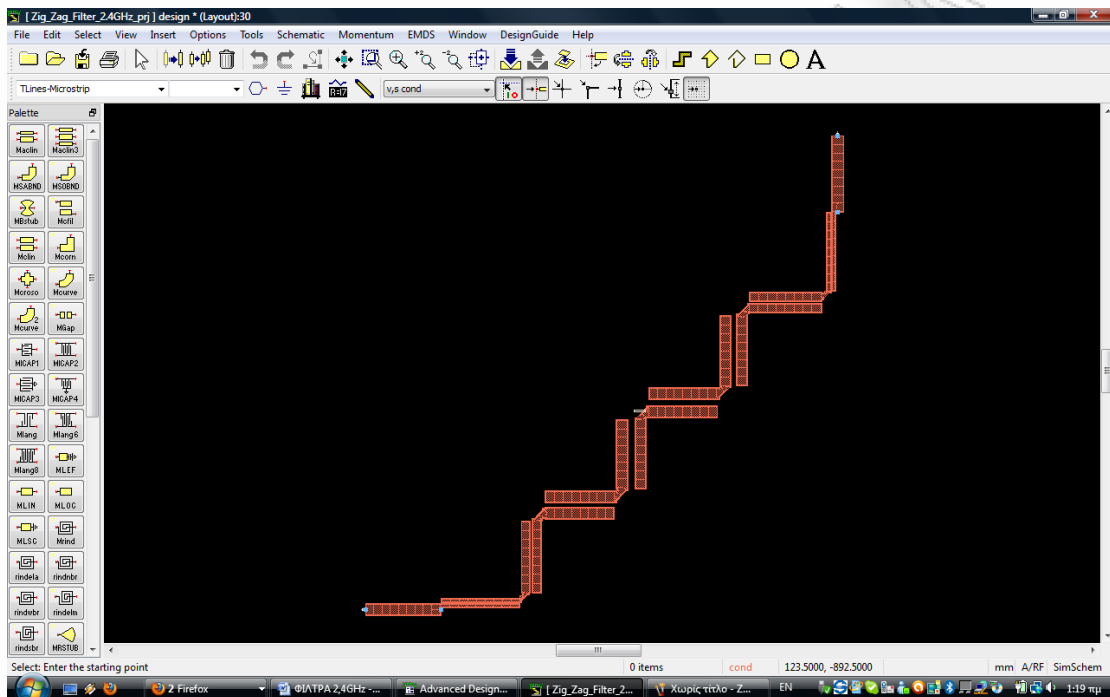
Σχήμα 5.27 Φίλτρο διέλευσης ζώνης τύπου Zigzag

Το πρόγραμμα δημιουργεί το φίλτρο και υπολογίζει τις αποστάσεις των μικροταινιακών γραμμών όπως φαίνεται και στο παρακάτω σχήμα (5.28).



Σχήμα 5.28 Σχηματικό φίλτρου με μικροταινιακές γραμμές τύπου Zigzag

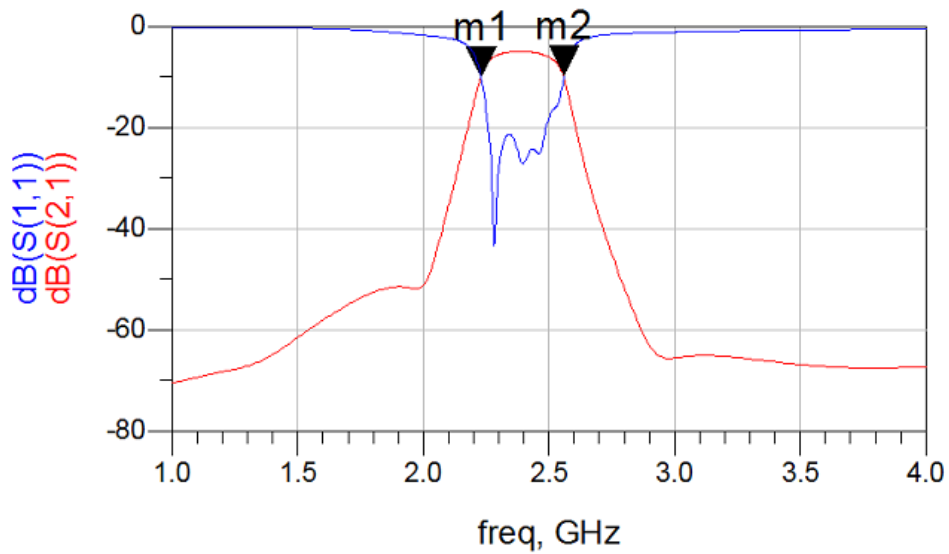
Ακολουθεί το τυπωμένο κύκλωμα του φίλτρου, σχήμα (5.29), σε κάθε άκρη του οποίου έχει προστεθεί ένας ακροδέκτης εμπέδησης 50Ω και διαστάσεων $x_a=16,75\text{mm}$ $y_a=2,73\text{mm}$.



Σχήμα 5.29 Τυπωμένο κύκλωμα Zigzag φίλτρου

Οι συνολικές διαστάσεις του τυπωμένου κυκλώματος του φίλτρου Zigzag μαζί με τους ακροδέκτες είναι: $X=105,64\text{ mm}$ $Y=105,64\text{ mm}$.

Τέλος, εκτελέστηκε ηλεκτρομαγνητική προσομοίωση του φίλτρου (Momentum Simulation), για τις συχνότητες από 1- 4GHz. Στο σχήμα (5.30) που ακολουθεί φαίνονται τα αποτελέσματα για τις παραμέτρους σκέδασης S_{11} , S_{21} . Παρατηρούμε ότι το εύρος ζώνης είναι περίπου 331MHz, και η κεντρική συχνότητα είναι στα 2,395MHz με απώλειες διέλευσης ίσες με -5dB. Απώλειες μισής ισχύος (-3dB) έχουμε στα σημεία τομής των δύο κυματομορφών, δηλαδή στα 2,229GHz και στα 2,56GHz. Τέλος στις συχνότητες αποκοπής, δηλαδή στα 2,1GHz η εξασθένηση λαμβάνοντας υπόψη τις απώλειες διέλευσης είναι ίση με -31dB ενώ στα 2,7GHz είναι ίση με -32,5dB.



m1
freq=2.229GHz
dB(S(2,1))=-9.961

m2
freq=2.560GHz
dB(S(1,1))=-9.691

Σχήμα 5.30 Παράμετροι σκέδασης S_{11} , S_{21} Zigzag φίλτρου

Είναι το Zigzag φίλτρο μαζί με το Coupled Line τα δύο φίλτρα των οποίων τα αποτελέσματα των προσομοιώσεων είναι πιο κοντά στις προδιαγραφές που είχαμε θέσει καθώς το φίλτρο Hairpin ήταν πιο στενό, με μεγαλύτερες απώλειες διέλευσης και με μετατοπισμένη τη κεντρική συχνότητα.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 6

ΡΑΔΙΟΜΕΤΡΟ

6.1 Εισαγωγή

Στο κεφάλαιο που ακολουθεί προτείνεται, η ανάπτυξη μιας μη επεμβατικής μεθόδου, που θα παίζει το ρόλο του συστήματος έγκαιρης προειδοποίησης στην διάγνωση του καρκίνου του μαστού. Βασίζεται στην μέτρηση της θερμικής ηλεκτρομαγνητικής ακτινοβολίας που εκπέμπεται από το ανθρώπινο σώμα σε δύο περιοχές συχνοτήτων: Στην περιοχή του υπερύθρου, όπου με τη χρήση κατάλληλου αισθητήρα μετράται η επιφανειακή θερμοκρασία του ιστού και στην περιοχή των μικροκυμάτων, όπου χρησιμοποιώντας κατάλληλες κεραιές σε διάφορες υπό-ζώνες μετράται η θερμοκρασία σε βάθος έως μερικών εκατοστών, μέσα στον ιστό. Η ίδια τεχνική μπορεί να επεκταθεί και στην έγκαιρη διάγνωση άλλων μορφών καρκίνου, όπως αυτός του προστάτη στους άνδρες.

Ο τελικός στόχος της προτεινόμενης μη επεμβατικής μεθόδου είναι να ανιχνεύσει τις μεταβολές θερμοκρασίας που προκαλούνται από την πιθανή εμφάνιση πρώιμων καρκινικών όγκων στο στήθος. Η προτεινόμενη τεχνική είναι μη επεμβατική και έτσι δεν επιφέρει κανενός είδους επιβάρυνση στην υγεία. Η έρευνα πάνω σε αυτόν τον τομέα, φιλοδοξεί να οδηγήσει στην ανάπτυξη και καθιέρωση μιας νέας μεθόδου για την έγκαιρη διάγνωση – απεικόνιση των καρκινικών όγκων.

6.2 Ανίχνευση του καρκίνου του μαστού

Η διαδικασία ανίχνευσης των καρκινικών όγκων σήμερα, διεξάγεται σε τρία στάδια:

Ταυτοποίηση της ανωμαλίας στον ιστό, είτε με ψηλάφηση είτε με κάποια τεχνική απεικόνισης. Ο χαρακτηρισμός της ανωμαλίας (καλοήθους ή κακοήθους) γίνεται με τη χρήση πρόσθετων διαγνωστικών μεθόδων ή με τη βιοψία και τη μικροσκοπική εξέταση του δείγματος.

Ακολουθεί ο βιοχημικός χαρακτηρισμός του καρκινικού ιστού με σκοπό την κατάταξη του όγκου με βάση το μέγεθος την επιθετικότητα και την πιθανότητα μετάστασης. Τέλος, καθορίζεται η θεραπευτική αγωγή και η τελική πρόγνωση.

Σύμφωνα με το Αμερικανικό Ινστιτούτο Υγείας, η ιδανική συσκευή ανίχνευσης καρκινικών όγκων θα πρέπει να πληροί τις εξής προϋποθέσεις:

- Να έχει χαμηλή επικινδυνότητα
- Να είναι ευαίσθητη στην ανίχνευση των όγκων
- Να ανιχνεύει τον καρκίνο του μαστού σε θεραπεύσιμο στάδιο
- Να είναι μη επεμβατική και απλή στη χρήση της
- Να είναι οικονομικά προσιτή και ευρέως διαθέσιμη
- Να προκαλεί την ελάχιστη δυνατή ενόχληση
- Να δίνει αξιόπιστα, εύκολα αναγνώσιμα και αντικειμενικά αποτελέσματα.

Θεωρητικά, οι τεχνικές που βασίζονται στη μέτρηση της ακτινοβολίας μικροκυμάτων ικανοποιούν πολλές από τις προαναφερθείσες απαιτήσεις. Τα μικροκυμματικά συστήματα, που βρίσκονται ήδη σε λειτουργία, μπορούν να κατηγοριοποιηθούν σε παθητικά, ενεργά ή υβριδικά.

Η παθητική μέθοδος έχει δοκιμαστεί για αρκετά χρόνια σε κλινικές έρευνες με τη χρήση εμπορικά διαθέσιμων συσκευών, πάντα σε συνδυασμό με την μαστογραφία. Υπάρχουν ενδείξεις ότι μπορεί να ανιχνεύσει καρκινικούς όγκους σε πρώιμο στάδιο, αλλά δεν είναι ακόμα καθιερωμένη μέθοδος.

Οι παθητικές μέθοδοι ανιχνεύουν περιοχές αυξημένης θερμοκρασίας στον ιστό εξαιτίας πιθανού όγκου, μετρώντας τη πολύ χαμηλής στάθμης μικροκυματική ακτινοβολία μέλανος σώματος, που είναι ανάλογη της θερμοκρασίας, όπως πιστοποιεί ο νόμος του Plank. Τα σήματα που ανιχνεύονται είναι τόσο ασθενή, ώστε απαιτείται η υιοθέτηση ευαίσθητων ηλεκτρονικών συστημάτων, αντίστοιχων με αυτά της δορυφορικής - διαστημικής τεχνολογίας.

Οι θερμοκρασιακές διαφορές μεταξύ γειτονικών περιοχών του μαστού εκλαμβάνονται ως ενδείξεις ανωμαλίας, χρησιμοποιώντας την αντίστοιχη περιοχή στον άλλο μαστό σαν αναφορά (η μέθοδος είναι κάπως εμπειρική). Η αυξημένη θερμοκρασία

θεωρείται ότι οφείλεται στην μεγέθυνση των αγγείων μέσα στον ιστό. Θερμικά μοντέλα που συσχετίζουν τις μετρούμενες θερμοκρασιακές διαφορές με την αύξηση της θερμοκρασίας μέσα στον ιστό έχουν απασχολήσει τους ερευνητές τα τελευταία χρόνια. Επίσης, έχουν γίνει προσπάθειες για την ανάπτυξη κεραιών – ανιχνευτών.

Οι παθητικές τεχνικές δεν έχουν ακόμα ικανοποιήσει τις αρχικές προσδοκίες και οι τελευταίες έρευνες επικεντρώνονται στην υιοθέτηση υβριδικών τεχνικών και μεθόδων χαμηλότερης συχνότητας.

6.3 Μικροκυματική Θερμογραφία για την ανίχνευση του καρκίνου του μαστού

Η βασική ιδέα για την ανάπτυξη μιας μικροκυματικής τεχνικής απεικόνισης για την ανίχνευση του καρκίνου του μαστού προκύπτει από τη σημαντική μεταβολή της διηλεκτρικής σταθεράς στις μικροκυματικές συχνότητες μεταξύ του υγιούς και του προσβεβλημένου από καρκίνο ιστού, η οποία έχει πιστοποιηθεί πειραματικά. Ο προβλεπόμενος λόγος της διηλεκτρικής σταθεράς μεταξύ υγιούς και προσβεβλημένου ιστού κυμαίνεται μεταξύ 2:1 και 10:1, ανάλογα με την πυκνότητα του ιστού και το νερό που περιέχουν οι διαφορετικοί τύποι ιστών. Έτσι, παρόλο που η μικροκυματική τεχνολογία δεν μπορεί να υποσχεθεί ανάλογη χωρική διακριτική ικανότητα με αυτήν της ακτινογραφίας με ακτίνες X, επιτρέπει πολύ υψηλή διακριτική ικανότητα αναφορικά με φυσικούς ή φυσιολογικούς παράγοντες που υποβοηθούν την ιατρική διάγνωση, όπως είναι το περιεχόμενο του ιστού σε ύδωρ, η υπεραιμάτωση ή η αγγειοπλασία, ο ρυθμός ροής του αίματος και η θερμοκρασία. Οι μικροκυματικές τεχνικές απεικόνισης αποδίδουν μια τρισδιάστατη εικόνα των ιστών, επιτρέποντας έτσι τον τρισδιάστατο προσδιορισμό της θέσης μιας πιθανής ανωμαλίας. Επιπλέον, η εξασθένηση των ηλεκτρομαγνητικών κυμάτων στη ζώνη των μικροκυμάτων είναι αρκετά χαμηλή, ώστε να επιτρέπει τη διάδοσή τους ακόμα και μέσα σε σχετικά μεγάλο όγκο μαστού. Για όλους αυτούς τους λόγους, οι βασισμένες στη μικροκυματική τεχνολογία μέθοδοι απεικόνισης έχουν τη δυνατότητα να αντιπαρέλθουν κάποιους από τους περιορισμούς των συμβατικών τεχνικών απεικόνισης. Στη συνέχεια θα δούμε το ραδιόμετρο καθώς είναι το όργανο το οποίο μας επιτρέπει να εκτελέσουμε την μικροκυματική απεικόνιση του μαστού.

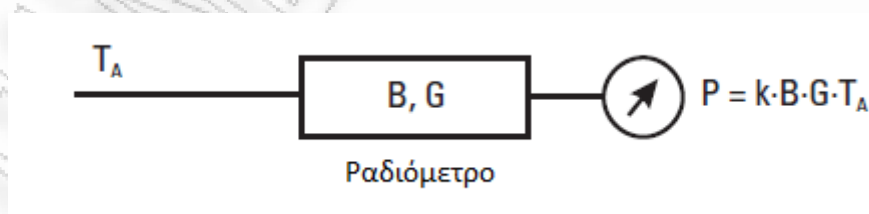
6.4 Είδη Ραδιομέτρων

6.4.1 Εισαγωγή

Ο στόχος του ραδιομέτρου είναι η μέτρηση της ισχύος. Ωστόσο, σε πολλές μικροκυματικές εφαρμογές αποτελεί κοινή πρακτική να εκφράζεται η ισχύς σε σχέση με μία ισοδύναμη θερμοκρασία. Αυτή μπορεί να είναι η θερμοκρασία του μέλανος σώματος που θα εκπέμπει την ίδια ισχύ, η οποία ονομάζεται θερμοκρασία φωτεινότητας (brightness temperature) T_B , ή η θερμοκρασία μιας τερματικής αντίστασης που έχει την ίδια ισχύ εξόδου με εκείνη της κεραίας λήψης, που ονομάζεται θερμοκρασία κεραίας (antenna temperature) T_A . Στις μικροκυματικές συχνότητες ο νόμος των Rayleigh-Jeans εφαρμόζεται για να εκφράζεται η ισχύς με τη μορφή της θερμοκρασίας.

Στη περίπτωση που μία ιδανική κεραία κοιτάξει ένα αντικείμενο προς μέτρηση με ισοδύναμη θερμοκρασία φωτεινότητας T_B , η ισχύς εξόδου της κεραίας θα εκφραστεί σε σχέση με τη θερμοκρασία της κεραίας, T_A . Ο σκοπός της μέτρησης είναι να συσχετισθεί η θερμοκρασία της κεραίας με τη θερμοκρασία του προς μέτρηση αντικειμένου. Ο στόχος του μικροκυματικού ραδιομέτρου είναι να μετρήσει τη θερμοκρασία της κεραίας με τόση σαφήνεια και ακρίβεια ώστε να μπορεί να γίνει ο παραπάνω συσχετισμός. Υπό αυτή την έννοια το ραδιόμετρο είναι απλά ένας βαθμονομημένος μικροκυματικός δέκτης.

Το ραδιόμετρο (σχήμα 6.1) διαλέγει ένα μέρος της διαθέσιμης ισχύς εξόδου της κεραίας, δηλαδή ένα συγκεκριμένο εύρος ζώνης (bandwidth) B γύρω από μία δοθείσα κεντρική συχνότητα. Η ισχύς ενισχύεται (G) και δίνεται με μία κατάλληλη μορφή σε ένα μέσο εξόδου που στη περίπτωση μας είναι ένας μετρητής ισχύος.



Σχήμα 6.1 Ιδανικό ραδιόμετρο [13]

Η σχέση 6.1 που ακολουθεί μας δίνει τη μετρούμενη ισχύ:

$$P = k \cdot B \cdot G \cdot T_A \text{ (watts)} \quad (6.1)$$

όπου k είναι η σταθερά του Boltzmann και ισούται με $1,38 \times 10^{-23}$ J/K.

Στην πραγματικότητα το ραδιόμετρο θα δημιουργήσει θόρυβο, ο οποίος θα προστεθεί στο εισερχόμενο σήμα. Καθώς το σήμα της κεραίας είναι επίσης θόρυβος και τα δύο σήματα είναι ανεξάρτητα, θα προστεθούν και στη συνέχεια δεν θα μπορούν να χωριστούν.



Σχήμα 6.2 Πραγματικό ραδιόμετρο [13]

Η μετρούμενη ισχύς τώρα δίνεται από τη σχέση 6.2:

$$P = k \cdot B \cdot G \cdot (T_A + T_N) \text{ (watts)} \quad (6.2)$$

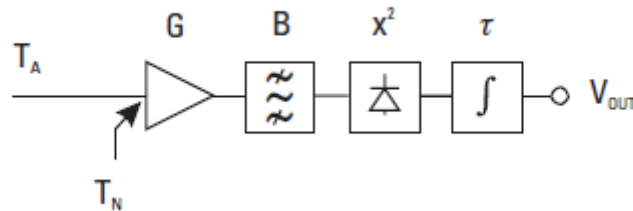
Τα εισερχόμενα σήματα είναι σήματα θορύβου που έχουν μία καλά καθορισμένη μέση τιμή, αλλά με τυχαία διακύμανση γύρω από αυτή. Ιδανικά, οι διακυμάνσεις αυτές μπορούν να μειωθούν με ολοκλήρωση. Η ευαισθησία που προκύπτει (τυπική ολοκλήρωση του σήματος εξόδου) είναι:

$$\Delta T = \frac{T_A + T_N}{\sqrt{B \cdot \tau}} \quad (6.3)$$

Η σχέση 6.3 αποτελεί το βασικό τύπο της ευαισθησίας του ραδιομέτρου, όπου T_A η εισερχόμενη θερμοκρασία του ραδιομέτρου, T_N είναι η θερμοκρασία του θορύβου, B είναι το εύρος ζώνης του και τ ο χρόνος ολοκλήρωσης. Η βασική αρχή λειτουργίας των ραδιομέτρων είναι κοινή, όμως υπάρχουν αρκετά διαφορετικά είδη ραδιομέτρων τα οποία παρουσιάζονται στη συνέχεια.

6.4.2 Ραδιόμετρο Συνολικής Ισχύος

Για να γίνει πιο κατανοητή η λειτουργία του ραδιομέτρου συνολικής ισχύος παρουσιάζεται στην συνέχεια το μπλοκ διάγραμμα του στο σχήμα 6.3.



Σχήμα 6.3 Ραδιόμετρο Συνολικής Ισχύος [13]

Το κέρδος στο ραδιόμετρο έχει συμβολιστεί από έναν ενισχυτή με κέρδος G , και η επιλογής της συχνότητας έχει συμβολιστεί από ένα φίλτρο με εύρος ζώνης B (γύρω από κάποια δεδομένη κεντρική συχνότητα).

Η ισχύς η οποία εισάγεται θα πρέπει να ανιχνεύεται χρησιμοποιώντας ως αναφορά ένα σήμα το οποίο εισάγεται από το σύστημα μας. Οι δυο απλοί τύποι ανιχνευτών μπορούν να υλοποιηθούν, χρησιμοποιώντας ημιαγωγώγιμες μικροκυματικές διόδους: τον γραμμικό ανιχνευτή και τον ανιχνευτή νόμου τετραγώνου. Στην παρούσα περίπτωση, είναι καλύτερα να χρησιμοποιηθεί ο ανιχνευτής νόμου τετραγώνου. Κατόπιν η τάση εξόδου θα είναι ανάλογη προς το κέρδος και ως εκ τούτου και προς την θερμοκρασία εισαγωγής. Τέλος, θα παρουσιάσουμε που γίνεται η ενσωμάτωση των παραπάνω στοιχείων: Το σήμα από τον ανιχνευτή εξομαλύνεται από τον ολοκληρωτή για να μειώσει τις διακυμάνσεις στην έξοδο και όσο περισσότερος χρόνος περνά, όσο και περισσότερη εξομάλυνση υπάρχει.

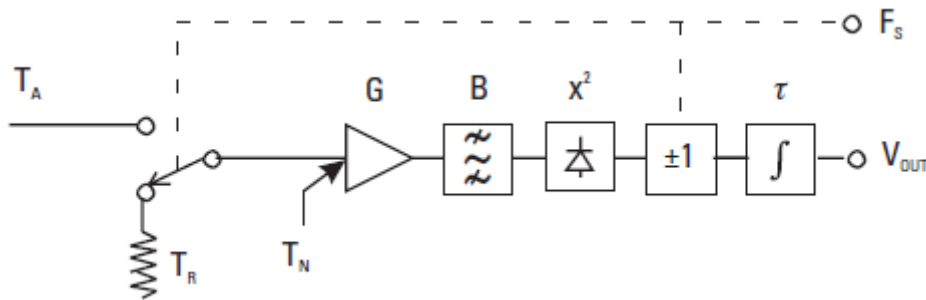
Η τάση εξόδου μπορεί να εκφραστεί ως:

$$V_{OUT} = c \cdot (T_A + T_N) \cdot G \quad (6.4)$$

όπου το c είναι μια σταθερά. Η τάση εξόδου V_{out} εξαρτάται από το άθροισμα του θερμικού θορύβου T_n και το G που είναι το κέρδος. Αυτές οι μεταβλητές, για ορισμένες εφαρμογές, (λόγω της ιδιομορφίας που παρουσιάζουν) επηρεάζουν αρνητικά την σταθερότητα του συστήματός μας. Σε άλλες περιπτώσεις, εντούτοις, η συνολική ισχύς του ραδιομέτρου είναι πολύ σημαντική, ιδιαίτερα, όταν η αλλαγή κατάστασης του διακόπτη είναι πολύ γρήγορη. Είναι πιθανή, μια φορά κάθε λίγα δευτερόλεπτα.

6.4.3 Το Dicke Ραδιόμετρο

Το 1946 ο Dicke [14] βρήκε έναν τρόπο ώστε να εξομαλύνει τα προβλήματα σταθερότητας στα ραδιόμετρα. Ο Dicke χρησιμοποίησε το ραδιόμετρο για να μετρήσει άμεσα τη θερμοκρασία της κεραίας, αλλά ωστόσο και τη διαφορά μεταξύ της κεραίας και κάποιας αναφερόμενης θερμοκρασίας. Είχε ως αποτέλεσμα την αύξηση της ευαισθησίας χωρίς να επηρεάζεται η ευστάθεια του συστήματος.



Σχήμα 6.4 Ραδιόμετρο Dicke [13]

Με την προϋπόθεση ότι η συχνότητα F_s είναι τόσο γρήγορη που T_A , T_N , και G μπορεί να θεωρηθούν ως σταθερές κατά τη διάρκεια της εκάστοτε ημιπεριόδου, και όταν η περίοδος είναι πολύ μικρότερη από τον χρόνο ολοκλήρωσης, τότε η συνολική τάση εξόδου του ραδιομέτρου δίνεται παρακάτω:

$$V_{OUT} = V_1 + V_2 = c \cdot (T_A + T_N) \cdot G - c \cdot (T_R + T_N) \cdot G$$

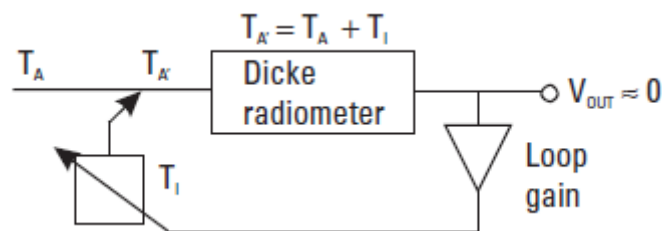
$$V_{OUT} = c \cdot (T_A - T_R) \cdot G \quad (6.5)$$

Βλέπουμε ότι η θερμοκρασία T_N έχει εξαλειφθεί, ενώ το κέρδος G παραμένει ακόμα ίδιο. Τώρα το κέρδος G πολλαπλασιάζει τη διαφορά μεταξύ της θερμοκρασίας T_A και της θερμοκρασίας T_R , όπου η θερμοκρασία T_R επιλέγεται με τέτοιο τρόπο ώστε να είναι στην ίδια τάξη μεγέθους με την θερμοκρασία T_A . Στη συνολική ισχύ, το κέρδος G πολλαπλασιάζεται με τη διαφορά των θερμοκρασιών T_A και T_N αντίστοιχα. Η αρχή λειτουργίας του ραδιομέτρου Dicke έχει αποδειχτεί πολύ χρήσιμη, και τα ραδιόμετρα Dicke έχουν χρησιμοποιηθεί εκτενώς εδώ και πολλά χρόνια.

Κάποιο τίμημα πρέπει να καταβληθεί, ώστε να αποκτήσει το ραδιόμετρο ανοσία ως προς την αστάθεια. Δεδομένου ότι ο μισός χρόνος μέτρησης ξοδεύεται στο σήμα από την κεραία και ο άλλος μισός αφιερώνεται στη θερμοκρασία αναφοράς, η ευαισθησία είναι κατώτερη από την συνολική ισχύ του ραδιομέτρου.

6.4.4 Ραδιόμετρο Έγχυσης Θορύβου

Το ραδιόμετρο έγχυσης θορύβου είναι το τελευταίο βήμα προς τη σταθερότητα γιατί η συνολική ισχύς που παράγεται είναι ανεξάρτητη από το κέρδος και τις διακυμάνσεις της θερμοκρασίας του θορύβου. Η έξοδος σε ένα ραδιόμετρο Dicke είναι μηδέν (ανεξαρτήτως από το κέρδος G και τη θερμοκρασία T_N) εάν η θερμοκρασία αναφοράς και η θερμοκρασία που μετράται από την κεραία είναι ίσες. Το ραδιόμετρο έγχυσης θορύβου είναι μια ειδίκευση ενός ραδιομέτρου Dicke το οποίο κλειδώνει το όλο σύστημα όταν η θερμοκρασία αναφοράς γίνει ίδια με την προς μέτρηση θερμοκρασία.



Σχήμα 6.5 Ραδιόμετρο Noise-Injection

Σχεδόν σε κάθε περίπτωση, η θερμοκρασία της κεραίας είναι κατώτερη από τους 300K. Στις ιατρικές εφαρμογές όπου η θερμοκρασία του σώματος δεν ξεπερνά τους 40 βαθμούς κελσίου (313K) πολλαπλασιάζεται η θερμοκρασία που εισάγεται με ένα συντελεστή που κυμαίνεται από 0 έως 1 έτσι ώστε να περιορίζεται πάντα το σήμα εισόδου μέχρι τους 300 βαθμούς Kelvin. Αν το σήμα είναι μεγαλύτερο από 300 βαθμούς Kelvin το ραδιόμετρο έγχυσης θορύβου δεν πρόκειται να λειτουργήσει γιατί ο κλειστός βρόγχος δεν πρόκειται να εξισώσει την θερμοκρασία αναφοράς με την εισαγόμενη θερμοκρασία.

Το ραδιόμετρο έγχυσης θορύβου αποτελείται από ένα Dicke ραδιόμετρο και έναν κλειστό βρόγχο ώστε το Dicke ραδιόμετρο να δέχεται σαν είσοδο την θερμοκρασία T_A' (σχήμα 6.5). Ο κλειστός βρόγχος ρυθμίζει το T_I για να διατηρήσει την κατάσταση της μηδενικής εξόδου, ή όσο πιο κοντά γίνεται στη μηδενική κατάσταση εξόδου. Το κέρδος των βρόγχων μπορεί να γίνει μεγάλο αλλά όχι άπειρο.

Από τη σχέση 6.5 έχουμε:

$$V_{OUT} = c \cdot (T_A' - T_R) \cdot G = 0$$

καθώς και τη σχέση

$$T_A' = T_A + T_I \quad (6.6)$$

προκύπτει ότι:

$$T_A = T_R - T_I \quad (6.7)$$

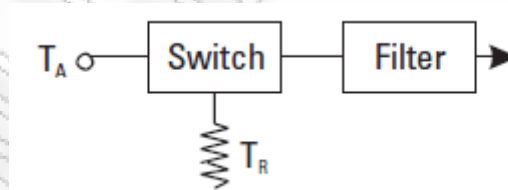
Το T_R είναι μια γνωστή σταθερά, και ο καθορισμός του T_I χρειάζεται ώστε να βρεθεί το T_A . Οι ακρίβειες των μετρήσεων του ραδιομέτρου Dicke, μέρος του ραδιομέτρου έγχυσης θορύβου, λαμβάνουν υπόψη το μεγάλο κέρδος που παρουσιάζει ο βρόγχος. Αυτός ο παράγοντας είναι απολύτως ασήμαντος για την ακρίβεια με την οποία εμείς καθορίζουμε το T_A . Αυτό εξαρτάται απλώς από την ακρίβεια του T_I . Η ευαισθησία του noise-injection ραδιομέτρου υπολογίζεται εύκολα από τον παρακάτω τύπο

$$\Delta T = 2 \cdot \frac{T_A' + T_N}{\sqrt{B \cdot \tau}} \quad (6.8)$$

Αλλά δεδομένου ότι το T_A' είναι ίσο με το T_R , προκύπτει η σχέση 6.9:

$$\Delta T = 2 \cdot \frac{T_R + T_N}{\sqrt{B \cdot \tau}} \quad (6.9)$$

Η ευαισθησία του ραδιομέτρου έγχυσης θορύβου προσεγγίζει το μοντέλο του ραδιομέτρου Dicke.



Σχήμα 6.6 Μπροστινό άκρο ραδιομέτρου

Εάν τα στοιχεία που υπάρχουν στο μπροστινό άκρο του ραδιομέτρου (σχήμα 6.6) βρίσκονται μέσα σε ένα θερμικά σταθεροποιημένο περιβάλλον στην φυσική θερμοκρασία T_R , η γεννήτρια θορύβου αναφοράς μπορεί να είναι μία μικροκυματική τερματική αντίσταση (Dummy Load). Ένας απομονωτής προστίθεται μετά από το

φίλτρο για να μην παρουσιάζονται στάσιμα κύματα. Το σήμα εισόδου μπορεί να αντικατασταθεί από έναν διακόπτη. Έτσι στο εσωτερικό περίβλημα του διακόπτη υπάρχουν μόνο τα παθητικά στοιχεία, όλα στη θερμοκρασία T_R , και το σήμα εξόδου δίνεται από τη σχέση που ακολουθεί:

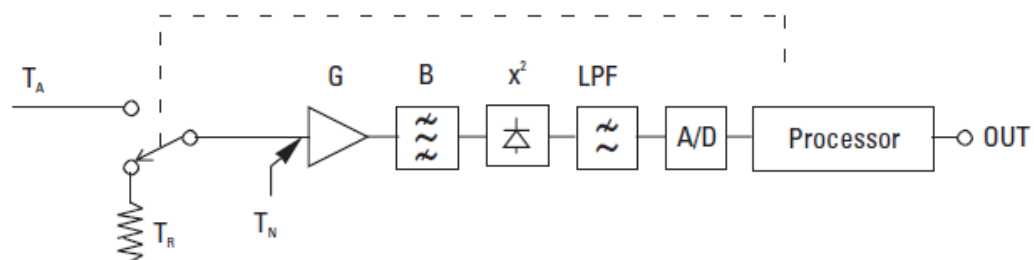
$$P_{OUT} = k \cdot T_R \cdot B \quad (6.10)$$

Φυσικά, η ακρίβεια του ραδιομέτρου εξαρτάται από την ακρίβεια με την οποία ο θόρυβος που εγχέεται είναι γνωστός (δηλ, από την ποιότητα της πηγής θορύβου που μας παράγει την θερμοκρασία αναφοράς)

6.4.5 Υβριδικό ραδιόμετρο

Τα ραδιόμετρα όπως έχουν περιγραφεί παραπάνω είναι οι κλασσικοί τύποι δεκτών και η εφαρμογή τους υπάγεται στον κλασσικό τρόπο που χρησιμοποιείται για αναλογική ολοκλήρωση. Χαρακτηριστικό παράδειγμα είναι το ραδιόμετρο Dicke όπου γίνεται η ανίχνευση και η αφαίρεση του θορύβου της κεραίας με το θόρυβο της πηγής αναφοράς με αναλογικά κυκλώματα. Πράγματι, πολλά ραδιόμετρα υλοποιούνται με αυτό τον τρόπο. Εντούτοις, με την εμφάνιση της ψηφιακής μετατροπής και της ψηφιακής επεξεργασίας, άλλες μορφές υλοποίησης είναι δυνατές και χρησιμοποιούνται συχνά.

Συνήθως μετά από μια πιθανή ανίχνευση, το σήμα μετατρέπεται από αναλογικό σε ψηφιακό. Ένα φίλτρο χαμηλής διέλευσης ρυθμίζει το εύρος ζώνης σημάτων στη συχνότητα δειγματοληψίας του μετατροπέα. Το σήμα από το μετατροπέα οδηγείται σε κάποιο είδος ψηφιακού επεξεργαστή, όπως ένας υπολογιστής ή μια προγραμματισμένη σειρά πυλών (FPGA), όπου πραγματοποιείται επεξεργασία των ψηφιακών δεδομένων. Αυτό μπορεί να υλοποιηθεί με ψηφιακά κυκλώματα τα οποία θα δουλεύουν στον απαραίτητο χρόνο ολοκλήρωσης τ.



Σχήμα 6.7 Υβριδικό Ραδιόμετρο [13]

Οι στοιχειοκεραίες που εξετάσαμε θα μπορούσαν να χρησιμοποιηθούν ως αισθητήρες κάποιου τύπου ραδιομέτρου όπως τα παραπάνω. Επίσης εάν κατασκευαστούν σε εύκαμπτο και ελαστικό υπόστρωμα θα μπορούσαν να τοποθετηθούν κάτω από το ύφασμα των ενδυμάτων, σε επαφή με το δέρμα για να ανιχνεύσουν διαφορές θερμοκρασιών στο βάθος των ιστών που πιθανών να οφείλονται σε πιθανή ύπαρξη καρκινικών κυττάρων. Βέβαια, σε μία τέτοια περίπτωση θα πρέπει να ληφθεί υπόψη η επαφή της κεραίας με το δέρμα και να τροποποιηθεί κατάλληλα η σχεδίαση. Η συχνότητα των 2,4GHz επιτρέπει τη σε βάθος αρκετών εκατοστών εξέταση των ιστών. Το φίλτρο διαθέτει αρκετά μεγάλο εύρος ζώνης (περίπου 400MHz) ώστε να επιτρέπει τη διέλευση αρκετά μεγάλης ισχύος θορύβου, πράγμα που βελτιώνει την ακρίβεια του ραδιομέτρου.

РАНЕЕ НЕ ПЕРПА

BIBΛΙΟΓΡΑΦΙΑ

- [1] Constantine A. Balanis (2005) Antenna Theory: Analysis and Design, 3rd Edition. John Wiley & Sons ISBN: 978-0471667827
- [2] Κανάτας Αθανάσιος (2008) Συστήματα Κινητών επικοινωνιών. Εκδόσεις Παπασωτηρίου. ISBN: 978-9607182067
- [3] Warren L. Stutzman, Gary A. Thiele (1997) Antenna Theory and Design, 2nd Edition. John Wiley & Sons ISBN: 978-0471025900
- [4] LaL Chand Godara (2002) Handbook of Antennas in Wireless Communications. CRC Press LLC. ISBN: 0-8493-0124-6
- [5] Pozar, David M.(1993). Microwave Engineering. Addison-Wesley Publishing Company. ISBN 0-201-50418-9.
- [6] Καψάλης Χ., Κωπτής Π. (2005) Κεραίες Ασύρματες Ζεύξεις. Εκδόσεις Τζιόλα. ISBN 960-8050-96-0
- [7] Kraus, J. (1998) Κεραίες. Εκδόσεις Τζιόλα ISBN 960-7219-63-5.
- [8] F.R. Connor(1972) Wave Transmission. Edward Arnold Ltd. ISBN 0-713-13278-7
- [9] Agilent Technologies. www.agilent.com
- [10] Jia-Sheng Hong and M.J. Lancaster (2001) Microstrip Filters for RF/Microwave Applications. John Wiley & Sons ISBN:0-471-22161-9
- [11] George L. Matthaei, Leo Young and E. M. T. Jones, (1964) Microwave Filters. Impedance-Matching Networks, and Coupling Structures McGraw-Hill
- [12] Watchanun Tanacharoenwat, and Sirikool Triamvetvutikrai Design of Zigzag Parallel-Coupled Microstrip Bandpass Filter at 500 MHz
- [13] Niels Skou- David Le Vine (2006) Microwave Radiometer Systems Design and Analysis 2nd Edition. Artech House INC. ISBN: 978-1580539746
- [14] Shizuo Mizushina (1989) Non-Invasive Temperature Measurement. Gordon and Breach Science Publishers ISBN 0-677-25750-3
- [15] Dicke, R.H., The Measurement of Thermal Radiation at Microwave Frequencies, Rev. Sci. Instr., Vol. 17, 1946, pp. 268-279